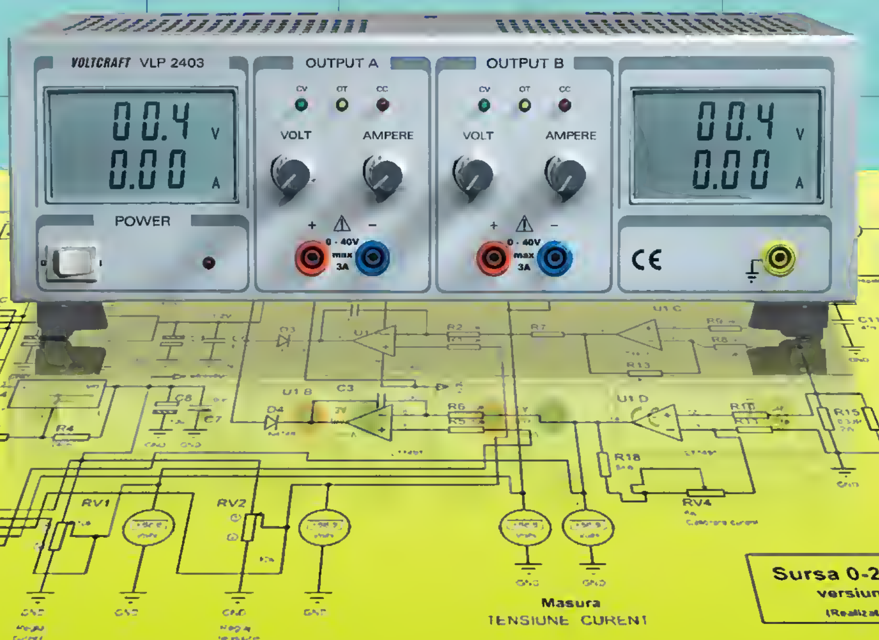
Dorin Petreuş

ELECTRONICA SURSELOR DE ALIMENTARE



Editura MEDIAMIRA
Cluj-Napoca 2002

DORIN PETREUȘ

Electronica surselor de alimentare

EDITURA MEDIAMIRA
Cluj-Napoca 2002



EDITURA MEDIAMIRA CLUJ-NAPOCA
C.P. 117, O.P. 1, CLUJ

COLECȚIA INGINERULUI

D. Petreuş - Electronica surselor de alimentare

Recenzenți:
prof. dr. ing. **Şerban LUNGU**
prof. dr. ing. **Radu MUNTEANU**
prof. dr. ing. **Dan PITICĂ**

Tehnoredactare:
şl. dr. ing. **Dorin PETREUŞ**

Grafică:
şl. dr. ing. **Dorin PETREUŞ**

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale

DORIN PETREUŞ

ELECTRONICA SURSELOR DE ALIMENTARE

Editura MEDIAMIRA, Cluj-Napoca

Format 20,5x29 cm, 220 pag.

ISBN 973-9358-92-6

Prefață

În ultimii ani asistăm la o dezvoltare fără precedent a tuturor rarr electronicii, începând cu microelectronica şi terminând cu electronica de putere.

Sistemele electronice tot mai complexe existente pe piață presupun su alimentare din ce în ce mai performante, atât din punct de vedere al randame acestora, performanțelor electrice cât şi al respectării standardelor privind pol electromagnetică, care sunt tot mai severe. Nu în ultimul rând, contează dimens acestor sisteme raportate în W/cm^3. Ca urmare, sursele de alimentare devin pe trece sisteme electronice tot mai complexe, a căror proiectare implică cuno multiple de electronică, dispozitive de putere, magnetism şi teoria sistemelor. D mai multe ori, o proiectare riguroasă impune utilizarea celor mai perforr programe de proiectare asistată de calculator. Măsurarea performanțelor se bazea operații complexe presupunând stăpânirea unor tehnici specifice, însoțit cunoaşterea standardelor naționale şi internaționale în domeniu.

Lucrarea de față işi propune o abordare a celor mai importante prob legate de analiza şi proiectarea sistemelor moderne de alimentare. Este în primul adresată studenților din anul II al Colegiului de Electronică din cadrul Facultă Electronică şi Telecomunicații din Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, dar fi folosită şi de alți studenți sau ingineri interesați de acest domeniu compl dinamic.

Lucrarea este sistematizată în 12 capitole. Capitolele 1 şi 2 referitoa redresoarele monofazate şi stabilizatoarele liniare, fac o trecere în revistă cu recapitulativ a principalelor circuite legate de problematica respectivă. Capitolele şi 5 abordează principalele convertoare cc-cc utilizate în sursele în comutație. Se o analiză matematică detaliată a acestora şi se deduc relațiile necesare în etap proiectare. Nu în ultimul rând, sunt date exemple de calcul numeric, pentru a procesul de insuşire a noțiunilor şi a familiariza cititorul cu ordinul de mărir valorilor componentelor.

Capitolul 6 se referă la aşa numitele postregulatoare cu amplifica magnetice, circuite moderne utilizate în sursele în comutație cu ieşiri mul Capitolul 7, face un studiu al structurii circuitelor integrate utilizate în surse comutație, în timp ce capitolul 8 se ocupă de modelarea matematică a princip blocuri din structura surselor în comutație, în special a convertoarelor cc-cc. prezentat şi un exemplu de utilizare a acestor modele în analiza cu aju programelor CAD. Capitolul 9 prezintă principalele noțiuni de magnetism neces proiectarea elementor magnetice din structura surselor şi anume a transformatoa şi inductoarelor. Capitolul 10 dezvoltă metode de proiectare, pe baza relațiilor de în capitolul precedent.

In capitolul 11 sunt abordate problemele legate de interfere electromagnetice ce apar în sursele în comutație şi sunt prezentate metod combatere ale acestora. In sfârşit, ultimul capitol face o introducere în noile str tot mai mult utilizate în sistemele de alimentare şi anume: preregulatoarele cu co factorului de putere, ce înlocuiesc tot mai mult redresoarele clasice cu capacitive. Aceste circuite vin în întâmpinarea noilor standarde internaționale, f stricte în ce priveşte forma curentului absorbit de la rețeaua electrică.

Cartea de față este rezultatul preocupării de lungă durată a autorului în această direcție . Prin problematica şi modul de abordare, autorul speră ca lucrarea să fie de real folos tuturor celor interesați de domeniul surselor de alimentare, că o vor primi cu interes şi îi vor transmite observațiile şi sugestiile de îmbunătățire şi completare a acesteia în vederea unei eventuale viitoare ediții.

Nu pot încheia aceste rânduri, înainte de a aduce respectuoase mulțumiri tuturor celor care prin îndemnuri şi sfaturi competente au contribuit la apariția acestei cărți.

Autorul

Convenție pentru simboluri

În această carte, în afara cazului în care se specifică altfel, se utilizea următoare convenție pentru simboluri:

Mărimile legate de polarizare sau de curent continuu, sunt notate cu litere indici mari. Mărimile de semnal mic, sunt notate cu litere mici şi indici mici, în tin ce mărimile care reprezintă suma dintre valoare de curent continuu şi aceea de semn mic sunt notate cu litere mici şi indici mari.

CUPRINS

Capitolul I

REDRESOARE MONOFAZATE

1.1 Introducere

Aparatura electronică are nevoie în funcționare, în majoritatea cazurilor, tensiuni continue de alimentare. În general aceste tensiuni continue se obțin p: conversia tensiunii alternative a rețelei de 50Hz în tensiune continuă, care se realizea cu ajutorul surselor de tensiune continuă.

O sursă de tensiune continuă se compune (fig.1.1) dintr-un transformator, redresor, un filtru şi un stabilizator. În lipsa stabilizatorului sursa se numeşte *sursă tensiune continuă nestabilizată*, iar în prezența stabilizatorului poartă denumirea *sursă de tensiune stabilizată.*

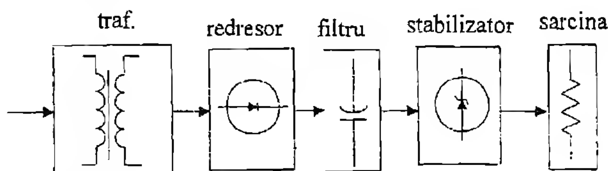


Fig. 1.1 Shema bloc a unei surse de tensiune.

Transformatorul are rolul de a separa de rețea aparatul electronic alimentat sursa de tensiune continuă. În acelaşi timp, transformatorul modifică tensiunea rețelei valoarea necesară pentru a obține o anumită tensiune continuă.

Redresorul este un circuit care conține cel puțin un element neliniar capabil transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă difeı de zero. Pe lângă componenta continuă, la ieşirea redresorului se obține şi componentă variabilă numită ondulație.

Filtru are rolul de a atenua ondulațiile tensiunii redresate. Tensiunea ce obține la ieşirea filtrului, deci tensiunea furnizată de sursa nestabilizată, este dependeı de tensiunea de intrare (a rețelei), de sarcină şi de temperatură.

Stabilizatorul are rolul de a face ca tensiunea la ieşirea sursei stabilizate să independentă de aceşti factori şi să se apropie cât mai mult de o tensiune continuă.

1.2. Redresoare monofazate

Redresoarele monofazate se împart în :
-redresoare monoalternanță;
-redresoare bialternanță.

1.2.1. Redresoare monoalternanță fără filtru

În fig. 1.2 este arătată schema unui redresor monoalternanță fără filtru, iar fig.1.3 sunt prezentate formele de undă din circuit.

Se consideră un transformator fără pierderi de flux, alimentat în primar de la tensiunea:

$$u_1 = U_1 \cdot sin(\omega \cdot t) \quad (1.1)$$

astfel că în secundar găsim:

$$u_2 = U_2 \cdot sin(\omega \cdot t) \quad (1.2)$$

şi rezistenţa de pierderi:

$$R_T = r_1 \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 + r_2 \quad (1.3)$$

unde: r_1, r_2, n_1, n_2 sunt rezistenţele, respectiv numărul de spire ale primarului şi secundarului.

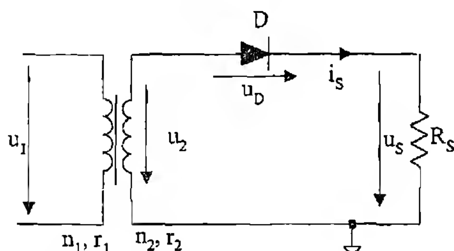


Fig. 1.2 Shema redresorului monofazat.

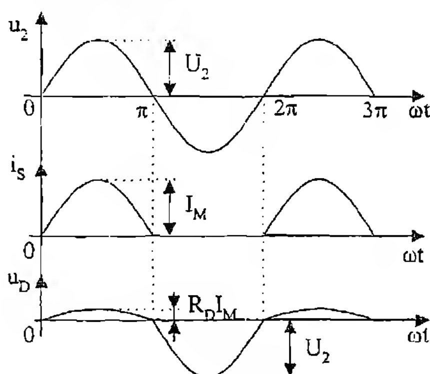


Fig. 1.3 Formele de undă.

Într-un redresor, dispozitivul semiconductor lucrează la semnal mare, neliniarităţile dispozitivului producând efectul de redresare. Pentru a face o tratare analitică accesibilă, aproximăm liniar pe porţiuni caracteristica neliniară a diodei ca în fig.1.4. În această situaţie, în zona de conducţie dioda are rezistenţa R_D.

Dacă amplitudinea tensiunii pe diodă este mare, putem neglija tensiunea de prag U_P În acest caz curentul i_D are valoarea:

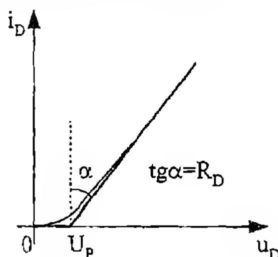


Fig. 1.4 Liniarizarea caracteristicii diodei.

$$\begin{cases} i_D = I_M \cdot \sin(\omega \cdot t)..pt..0 \le \omega t \le \pi \\ i_D = 0....pt...\pi \le \omega \cdot t \le 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (1.$$

unde:

$I_M = \dfrac{U_2}{R_l + R_S}$, iar $R_l = R_T + R_D$ este rezistența totală de pierderi. Trebuie avut asemenea în vedere că, curentul prin sarcină i_S este identic cu curentul prin diodă.

Dezvoltând în serie Fourier, forma de undă a curentului obținem:

$$i_D = i_S = I_M \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \sin \omega \cdot t - \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6} \frac{\cos k \cdot \omega \cdot t}{(k+1)\cdot(k-1)} \right] \quad (1.$$

Tensiunea pe sarcina rezistivă R_S este:

$$u_S = R_S \cdot i_S \quad (1.$$

și ca urmare curentul și tensiunea medie redresată sunt:

$$I_S = \frac{I_M}{\pi} \quad (1.$$

$$U_S = R_S \cdot \frac{I_M}{\pi} = \frac{R_S}{R_l + R_S} \cdot \frac{U_2}{\pi}. \quad (1.$$

Pe lângă componenta medie apare însă și o componentă variabilă, ondulație s riplu:

$$i_r(t) = i_S(t) - I_S \quad (1.$$

$$u_r(t) = u_S(t) - U_S \quad (1.1$$

Amplitudinea componentei fundamentale a ondulației (precum și a întregul semnal) rezultă din relația (1.5):

$$I_{S1} = \frac{I_M}{2} \quad (1.1$$

$$U_{S1} = R_S \cdot \frac{I_M}{2} = \frac{U_2}{2} \cdot \frac{R_S}{R_l + R_S} \quad (1.12$$

Valoarea efectivă a curentului total este:

$$I_{SEF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int i_S^2(t)dt} = \frac{I_M}{2} \quad (1.1$$

iar valoarea efectivă a ondulației:

$$I_{sef}^2 = I_{SEF}^2 - I_S^2 \tag{1.14}$$

Principalele caracteristici ale unui redresor sunt:
- caracteristica externă;
- randamentul redresării;
- factorul de ondulație;
- valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă;

Caracteristica externă

Eliminând pe R_S din expresia lui U_S dată de relația (1.8) și din relația scrisă pentru componenta medie ($U_S=R_SI_S$), rezultă caracteristica externă:

$$U_S = \frac{U_2}{\pi} - R_I \cdot I_S \tag{1.15}$$

care arată că, tensiunea redresată scade pe măsură ce crește curentul de sarcină datorită pierderilor pe rezistența internă R_I (fig.1.5).

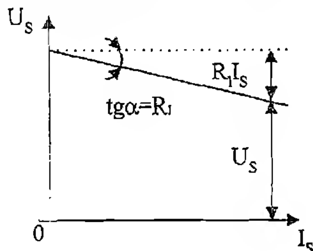


Fig. 1.5 Caracteristica externă.

Randamentul redresării

-se definește ca fiind raportul dintre puterea de curent continuu și puterea totală.

$$\eta = \frac{R_S \cdot I_S^2}{(R_I + R_S)\cdot I_{SEF}^2} = \frac{\left(\frac{I_S}{I_{SEF}}\right)^2}{1+\frac{R_I}{R_S}} = \frac{4}{\pi^2}\cdot\frac{1}{1+\frac{R_I}{R_S}} \le 40\% \tag{1.16}$$

Valoarea maximă a randamentului este de 40%, valoare ce se obține pentru $R_I << R_S$, deci la pierderi mici sau curenți de sarcină mici.Valoarea scăzută a randamentului se datorează valorii mici a raportului $\frac{I_S}{I_{SEF}} = \frac{2}{\pi} < 1$.

Factorul de ondulație

Se definește ca fiind:

$$\gamma = \frac{U_{01}}{U_S} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \tag{1.17}$$

Valoarea supraunitară a lui γ, subliniază din nou, calitatea slabă a redre monoalternanță, amplitudinea fundamentalei fiind mai mare decât valoarea mec tensiunii în sarcină.

Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă, importante în aleg acesteia, sunt:

-curentul maxim: $I_{D\max} = I_M$;

-curentul mediu: $I_{Dmed} = I_S$;

-tensiunea inversă maximă pe diodă care se atinge în momentul când diod conduce și $u_2 = -U_2$ ($\omega t=3\pi/2$), deci: $U_{D\max} = U_2$.

1.2.2 Redresoare dublă alternanță fără filtru capacitiv

Figura 1.6 prezintă schema unui redresor dublă alternanță cu priză mediană figura 1.7 formele de undă din circuit.

Valorile u_2, n_2, r_2 se referă la jumătate din secundarul transformatorului observă că circuitul se compune din două redresoare monoalternanță, astfel conec încât în alternanța pozitivă conduce D_1, iar în alternanța negativă conduce dioda curentul de sarcină având același sens în ambele alternanțe.

Curentul redresat are expresia:

$$i_S = I_M \cdot |sin\omega \cdot t| \quad (1$$

Dezvoltând în serie Fourier se obține:

$$i_S = I_M \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=2,4,6} \frac{cos\, k\omega t}{(k+1)\cdot(k-1)}\right] \quad (1$$

Curentul și tensiunea redresată sunt:

$$I_S = \frac{2 \cdot I_M}{\pi} \quad (1$$

$$U_S = \frac{R_S}{R_1 + R_S} \cdot \frac{2 \cdot U_2}{\pi} \quad (1$$

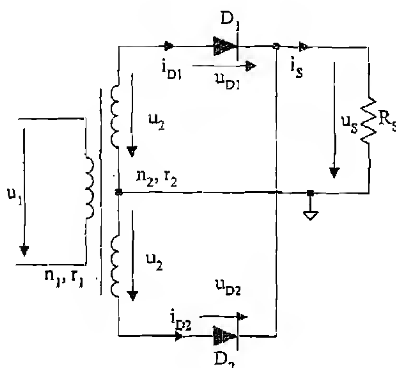


Fig. 1.6 Redresor dublă alternanță.

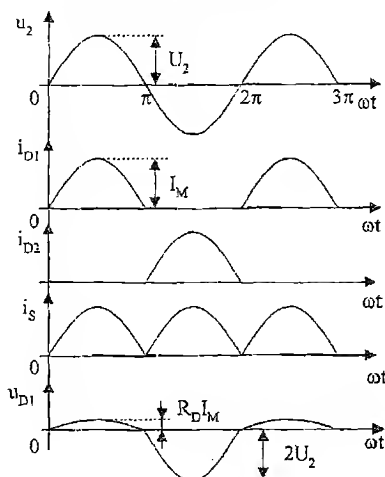


Fig. 1.7 Forme de undă.

Se observă că frecvența minimă a ondulațiilor este dublu frecvenței tensiunii u_2 și amplitudinile componentelor fundamentale în sarcină sunt:

$$I_{S2} = \frac{4 \cdot I_M}{3 \cdot \pi} \tag{1.22}$$

$$U_{S2} = \frac{R_S}{R_I + R_S} \cdot \frac{4 \cdot U_2}{3 \cdot \pi} \tag{1.23}$$

Valoarea efectivă a curentului în sarcină este:

$$I_{SEF} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \tag{1.24}$$

Caracteristica externă a redresorului este:

$$U_S = \frac{2 \cdot U_2}{\pi} - R_I \cdot I_S \tag{1.25}$$

din care se vede că tensiunea în gol ($I_S = 0$) este dublă față de cazul monoalternanță dacă folosim un transformator cu tensiune dublă în secundar (comparativ cu cazul monoalternață).

Randamentul redresării

-se calculează cu formula:

$$\eta = \frac{R_S \cdot I_S^2}{(R_I + R_S) \cdot I_{SEF}} = \frac{\left(\frac{I_S}{I_{SEF}}\right)^2}{1 + \frac{R_I}{R_S}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_I}{R_S}} \leq 80\% \tag{1.26}$$

și se constată că este dublu față de cazul monoalternanță.

Factorul de ondulație este:

$$\gamma = \frac{U_{c2}}{U_S} = \frac{2}{3} = 0.67 \tag{1.27}$$

deci subunitar în comparație cu redresorul monoalternață, datorită creșterii componente continue și scăderii componentei alternative.

Solicitările diodei sunt:

-curentul maxim: $I_{Dmax} = I_M$;

-curentul mediu: $I_{Dmed} = \frac{I_S}{2}$;

-tensiunea inversă maximă: $U_{D\max} \cong 2 \cdot U_2$.

Redresor dublă alternanță în punte

În fig. 1.8 se prezintă schema unui redresor dublă alternanță în punte. În alternanța pozitivă conduc diodele D_1 și D_4, iar în alternanța negativă D_2 și D_3, obținându-se aceleași forme de undă ca la redresorul dublă alternanță cu priză mediană.

Întrucât la un moment dat conduc două diode avem:

$$R_I = 2 \cdot R_D + R_T \tag{1.28}$$

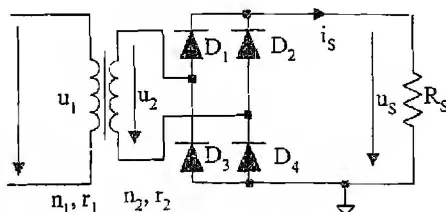


Fig. 1.8 Redresor dublă alternanță cu punte.

Relațiile deduse în cazul redresorului cu priză mediană se păstrează, cu excepția tensiunii inverse pe diodă care este: $U_{D\max} \cong U_2$

1.2.3 Redresoare cu filtru capacitiv

În cele mai multe cazuri, forma de undă obținută la ieșirea unui redresor fără filtru nu este convenabilă pentru alimentarea aparaturii electronice, deoarece componenta variabilă a tensiunii pe sarcină are o valoare mare.

Astfel, în ambele cazuri prezentate, variația vârf la vârf a componentei variabile este cuprinsă între zero și valoarea maximă. Este necesar ca între redresor și sarcină să introducem un filtru (fig.1.9), care are scopul de atenuare a ondulației tensiunii redresate (fig 1.10). Filtru cel mai des folosit este filtru capacitiv.

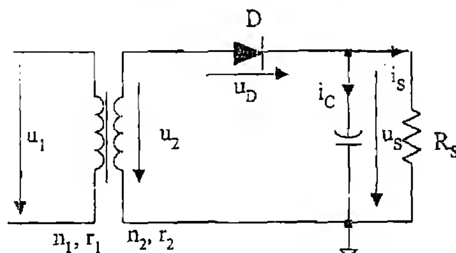


Fig. 1.8 Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv.

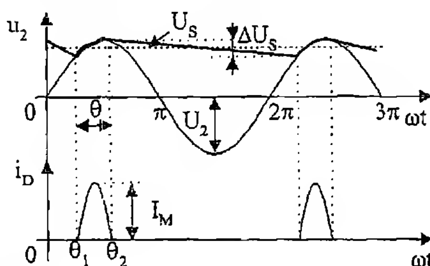


Fig. 1.9 Forme de undă.

Notă

Tratarea analitică exactă a unui redresor cu filtru, chiar și în această formă simplă- cu un singur condensator- este imposibilă datorită neliniarităților ce caracterizează circuitul. Ca urmare, se fac o serie de simplificări care permit tratări analitice aproximative și care conduc pe de o parte la înțelegerea fenomenului, și pe de altă parte la obținerea unor relații suficient de bune pentru calcule inginerești.

Într-o primă aproximație neglijăm R_1 și considerăm un condensator de valoare mare $\omega R_S C >> 1$.Condensatorul se încarcă spre vârful tensiunii U_2, când dioda conduce (θ_1-θ_2); θ este unghiul de conducție, intervalul in care $u_S = u_2$.Când dioda este blocată ($u_2 < u_S$), C se descarcă prin sarcină, aproximativ liniar dacă $\omega R_S C >> 1$. Cu cât această ultimă condiție este mai bine indeplinită θ este mai mic, astfel că la limită când $C \to \infty$, $\theta \to 0$.

Avem:

$$U_S = U_2 - \frac{\Delta U_S}{2} \tag{1.29}$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \tag{1.30}$$

$$\Delta Q = I_S \cdot T = I_S \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \tag{1.31}$$

unde: ΔQ reprezintă sarcina acumulată, respectiv pierdută de condensator, în regim staționar cele două mărimi sunt egale.

Din relațiile (1.29), (1.30) și (1.31) rezultă:

$$\Delta U_S = I_S \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega \cdot C}$$ (:

Caracteristica externă este data de relația:

$$U_S = U_2 - \frac{\pi}{\omega \cdot C} \cdot I_S$$ (1

Factorul de ondulație

Factorul de ondulație se calculează cu formula:

$$\gamma = \frac{\Delta U_S}{U_S} = \frac{\pi}{\omega \cdot R_S \cdot C}$$ (1

O valoare mare pentru condensator reduce ondulațiile; pe de altă parte la cu mari ondulațiile cresc.

Curentul maxim prin diodă I_{Dmax}, se poate estima, presupunându-l constar intervalul de conducție $\frac{\theta}{\omega}$. Deci:

$$\Delta Q = I_{Dmax} \cdot \frac{\theta}{\omega} = I_S \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega}$$ (1

$$I_{Dmax} = I_S \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\theta}$$ (1

Dar:

$$\Delta U_S = U_2 - U_2 \cdot \cos\theta = U_2 \cdot (1 - \cos\theta) = U_2 \cdot \frac{\theta^2}{2}$$ (1.

Din relația (1.37) rezultă:

$$\theta^2 = \frac{2 \cdot \Delta U_S}{U_2} \cong \frac{4 \cdot \frac{\Delta U_S}{2}}{U_2} = 4 \cdot \gamma$$ (1.

de unde:

$$\theta = 2\sqrt{\gamma}$$ (1.

Dar:

$$\frac{I_{Dmax}}{I_S} = \frac{2 \cdot \pi}{\theta} = \frac{\pi}{\sqrt{\gamma}} = \sqrt{\pi \cdot \omega \cdot C \cdot R_S}$$ (1.

Observație:

Valoarea curentului de vârf prin diodă, este mult mai mare decât cure mediu prin sarcină, deoarece sarcina pierdută de condensator trebuie recuperată î un timp foarte scurt.

Tensiunea inversă maximă suportată de diodă este dată de relația:

$$U_{Dmax} = U_2 + U_S \cong 2 \cdot U_2$$

Redresorul dublă alternanță cu filtru

Pentru acest tip de redresor relațiile ce descriu funcționarea se deduc în r asemănător situației precedente. Avem:

Caracteristica de sarcină:

$$U_S = U_2 - \frac{\pi}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot I_S \quad (1.41)$$

Fcatorul de ondulație:

$$\gamma = \frac{\pi}{2 \cdot \omega \cdot R_S \cdot C} \quad (1.42)$$

Valoarea maximă a curentului prin diodă:

$$\frac{I_{D\max}}{I_S} = \sqrt{\pi \cdot \omega \cdot C \cdot R_S} \quad (1.43)$$

Observație:

Ondulațiile au frecvența $2 \cdot \omega$. *Valoarea maximă a tensiunii inverse pe diode este egală cu* $2 \cdot U_2$ *la montajul cu priză mediană și* U_2 *la montajul în punte.*

Bibliografie

1. D. Petreuș, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D.Dascălu, A.Rusu, M.Profirescu, I.Costea, *Dispozitive și Circuite Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, 1982.
3. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
4. Billings Keith-*Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.

Capitolul II

STABILIZATOARE DE TENSIUNE LINIARE

2.1 Definiţii

Stabilizatorul de tensiune este un sistem care menţine tensiunea de ieşire în limite foarte strânse (teoretic constantă), indiferent de variaţiile tensiunii de intrare, a curentului de sarcină, sau a temperaturii.

Indiferent de structura lui, un stabilizator poate fi reprezentat ca un diport la care mărimea de ieşire, depinde de tensiunea de intrare u_I, de rezistenţa de sarcină, de temperatură şi de alţi factori mai puţini importanţi. Putem scrie:

$$u_S = u_S(u_I, i_S, T) \tag{2.1}$$

de unde:

$$du_S = \frac{\partial u_S}{\partial T} \cdot du_I + \frac{\partial u_S}{\partial I_S} di_S + \frac{\partial u_S}{\partial T} dT \tag{2.2}$$

Coeficienţii din această relaţie sunt în măsură să descrie performanţele stabilizatorului:

-rezistenţa internă $R_O = -\left(\frac{\partial u_S}{\partial i_S}\right)_{U_I, T=ct}$ este definită cu semnul minus pentru a rezulta pozitivă , deoarece la orice stabilizator când i_S creşte, u_S scade. Sursa, împreună cu stabilizatorul de tensiune se prezintă faţă de sarcină ca un generator de tensiune aproape ideal, cu rezistenţa internă foarte mică şi astfel se reduce interacţiunea între diverşi consumatori legaţi în paralel.

-coeficientul de variaţie cu temperatura este: $K_T = \left(\frac{\partial u_S}{\partial T}\right)_{U_I, I_S=ct}$

-coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare este: $S_{U_I} = \left(\frac{\partial u_S}{\partial u_I}\right)_{I, T=ct}$ definit astfel şi pentru a rezulta supraunitar (un stabilizator bun are o stabilizare cât mai mare).

Pentru majoritatea consumatorilor contează variaţia relativă a tensiunii, aşa încât cel mai adesea se indică la stabilizatoare factorul de stabilizare relativ: $S_r = \left(\frac{\frac{\Delta U_I}{U_I}}{\frac{\Delta U_S}{U_S}}\right)_{I, T=ct}$

O altă mărime ce caracterizează performanţele unui stabilizator o reprezintă aşa numita *stabilitate pe termen lung* (LTS în engleză) ce se defineşte ca fiind variaţia procentuală a tensiunii de ieşire măsurată după 1000 ore de funcţionare în condiţii de viaţă accelerată (tensiune de intrare şi putere disipată maxime).

$LTS = \frac{\Delta U_S}{U_S} \cdot 100$ după 1000 ore de funcţionare.

Stabilizatoarele de tensiune continuă fac parte din structura surselor de alimentare alături de transformator, de blocul redresor şi de blocul de filtraj. Construcţia lor se poate realiza în două moduri:

a) una din cele mai simple metode, se bazează pe capacitatea unor componente electronice (diode Zener, tuburi cu descărcare în gaz etc.) de a menţine constantă tensiunea la borne atunci când curentul are o variaţie într-un domeniu larg.
b) o altă metodă (de fapt cea mai utilizată) se bazează pe fenomenul de reacţie. La acest tip de stabilizatoare un eşantion din tensiunea de ieşire este prelevat şi adus într-un bloc comparator, unde este comparat cu o referinţă. În funcţie de rezultatul comparaţiei rezultă o tensiune de eroare care acţionează asupra unui element de execuţie care măreşte sau micşorează tensiunea.

În funcţie de regimul de funcţionare al elementului de execuţie, stabilizatoarele se clasifică în :

a) stabilizatoare liniare sau cu acţiune continuă:
b) stabilizatoare în comutaţie sau cu acţiune discontinuă.

Stabilizatoarele liniare se clasifică la rândul lor în funcţie de modul de conectare al elementului regulator în :

-stabilizatoare tip serie;
-stabilizatoare tip paralel.

2.2. Stabilizatoarele parametrice simple

Stabilizatoarele de acest tip se bazează pe un dispozitiv electronic, destinat să menţină cât mai mai constantă tensiunea la bornele unei sarcini pe baza caracteristicilor sale tensiune-curent, fară să se recurgă la circuite suplimentare de reacţie. În general, ca element regulator, în aceste stabilizatoare se utilizează diodele Zener.

2.2.1. Dioda Zener ca sursă de tensiune constantă

Diodele Zener au caracteristica de conducţie în polarizare directă similară cu caracteristica oricărei diode redresoare. Polarizând dioda invers, la un moment dat, curentul creşte brusc; dioda pare că intră în regim de străpungere. Apare conducţia inversă în avalanşă şi curentul creşte abrupt (fig.2.1).

Curentul trebuie limitat cu o rezistenţă serie, deoarece, altfel, joncţiunea se topeşte prin încălzire excesivă. Din figură se observă că în jurul tensiunii Zener este suficientă o foarte mică variaţie a tensiunii pentru a provoca o variaţie mare a curentului. Diodele Zener au un coeficient de temperatură important, tensiunea Zener variază cu temperatura joncţiunii.

Observaţie:

Denumirea de diodă Zener este improprie, deoarece efectul Zener (tunelarea purtătorilor de sarcină din banda de valenţă în banda de conducţie sub acţiunea unui câmp electric intens) explică numai funcţionarea diodelor cu tensiuni de stabilizare până la aproximativ 5.5V. La tensiuni mai mari, funcţionarea se bazează pe efectul de multiplicare în avalanşă (purtătorii de sarcină sunt acceleraţi de câmpul electric şi primesc energii atât de mari încât pot să ionizeze, prin ciocnire, atomii reţelei).

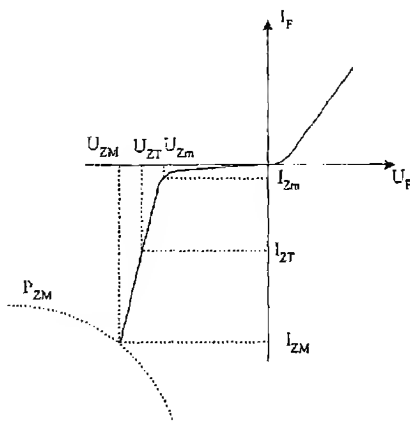


Fig. 2.1 Caracteristica diodei Zener.

Caracteristici ale regiunii de stabilizare

a) tensiunea de stabilizare U_{ZT} este cel mai important parametru al diodelor Zener. În datele de catalog se dă U_{ZT} împreună cu curentul I_{ZT} dependent de tipul diodei.

La folosirea diodelor trebuie ţinut seama de următoarele considerente:

-există o dispersie de natură tehnologică, a valorilor tensiunii U_{ZT} în jurul valorii nominale;

-valorile de catalog (nominale, minime şi maxime) sunt garantate pentru cazul în care temperatura joncţiunii este egală cu temperatura ambiantă de referinţă (în general 25°C). Această proprietate derivă din necesitatea sortării unui număr mare de diode într-un timp rezonabil, ceea ce impune testarea în regim de impulsuri, pentru ca temperatura joncţiunii să rămână nemodificată.

Pentru calculul tensiunii stabilizate la o temperatură diferită de cea de referinţă şi sau pentru condiţii de polarizare ce produc încălzirea diodei se poate folosi relaţia:

$$U_Z(T) = U_Z(T_O)\cdot\left[1+\alpha_{VZ}\left(T-T_0\right)\right] \tag{2.3}$$

care constituie în acelaşi timp o definiţie pentru coeficientul de temperatură α_{VZ}. T_O este temperatura ambiantă de referinţă.

b) rezistenţa diferenţială pe caracteristica de stabilizare r_Z constituie un alt parametru electric important al diodelor Zener. În cazul general, această rezistenţă este formată din două componente: rezistenţa diferenţială a joncţiunii(pentru condiţii izoterme) r_{Zj} şi o rezistenţă diferenţială de natură termică r_{Zth}. Cele două componente sunt definite de relaţia:

$$r_Z = \frac{dU_Z}{dI_Z} = \left(\frac{\partial U_Z}{\partial I_Z}\right)_{T=ct} + \left(\frac{\partial U_Z}{\partial T}\right)_{I_Z=ct}\cdot\frac{dT}{dI_Z} \tag{2.4}$$

Pentru situaţiile în care variaţiile curentului sunt atât de rapide încât temperatura joncţiunii nu le mai poate urmări, rezistenţa diferenţială totală este egală

cu r_{Zj}. Este cazul valorilor din foia de catalog, pentru parametru r_Z frecvența de măsură fiind suficient de ridicată pentru a asigura condiția $r_Z = r_{Zj}$ și suficient de mică pentru a nu pune în evidență prezența capacităților și inductanțelor parazite.

Cu creșterea curentului I_Z, r_{Zj} scade indiferent de tensiunea Zener. Diodele Zener cu U_{ZT} mai mic de 6V constituie un caz particular din punct de vedere al variației r_Z cu U_{ZT} deoarece, la aceste diode străpungerea apare prin efect Zener la curenți mici, care trece în străpungere în avalanșă la curenți mari.

Străpungerii Zener îi corespunde o rezistență r_{Zj} mare, iar străpungerii prin avalanșă o rezistență diferențială mai scăzută.

Foile de catalog specifică atât rezistența diferențială r_{Zj} la curentul nominal I_{ZT} cât și cea din cotul caracteristicii.

c) Curentul minim de stabilizare I_{zm} este curentul minim de polarizare, la care dioda Zener funcționează încă în regim de stabilizare. Curentul I_{zm} nu este specificat întotdeauna în catalog, deoarece este impus de aplicația concretă prin valoarea maximă admisă pentru rezistența diferențială. De exemplu, la dioda 10DZ10, o aplicație poate impune rezistența $r_{Zj(max)}=15\Omega$ căruia îi corespunde $I_{zm}=0.5mA$. Aceeași diodă poate fi utilizată într-un alt circuit care necesită $r_{Zj}<1\Omega$. În acest caz I_{zm} va fi de aproximativ 300mA, valoare superioară lui I_{ZT}.

d) Curentul maxim de stabilizare I_{ZM} este impus de regimul termic staționar al diodei Zener, astfel încât $T_j<T_{jmax}$. În catalog sunt specificate valorile lui I_{ZM} corespunzătoare puterii maxime disipate de diodă, în regim staționar.

e) Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate α_{VZ}, reprezintă variația procentuală a tensiunii stabilizate cu temperatura:

$$\alpha_{VZ} = \frac{1}{U_Z}\left(\frac{\partial U_Z}{\partial T}\right)_{I_Z=ct} \quad [\%/°C] \tag{2.5}$$

α_{VZ} are valori negative pentru diodele cu $U_{ZT}\leq 5.5\div 6V$ și pozitive pentru tensiuni de stabilizare mai mari.

Schimbarea de semn se datorează trecerii de la străpungerea prin efect Zener la străpungerea prin multiplicare în avalanșă.

Importanța practică a acestui fenomen constă în faptul că la diodele cu $U_{ZT}=5\div 6V$ α_{VZ} este minim.

Dioda Zener în circuit

Deși se întâlnește în cele mai diverse configurații, există un circuit fundamental pe care se analizează funcționarea diodei în regiunea de stabilizare. Acest circuit este reprezentat în figura 2.2. Dioda Zener este dispozitivul care în anumite condiții menține la bornele sale tensiunea cvasiconstantă.

Din acest motiv este necesar ca polarizarea circuitului să se facă în curent și nu în tensiune.

Valoarea generatorului de curent este foarte importantă și va trebui determinată pentru fiecare aplicație în parte.

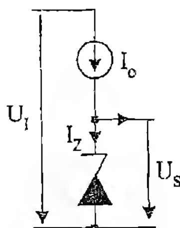


Fig. 2.2 Dioda Zener în circuit.

Se poate scrie:

$$I_O = I_Z + I_S \tag{2.6}$$

Pentru obținerea unei tensiuni constante, este necesar să se limiteze variația curentului prin sarcină:

$$\Delta I_S \leq I_{ZM} - I_{Zm} \tag{2.7}$$

Un efect important dat de variația curentului prin dioda Zener este modificarea tensiunii U_S. Pentru a estima acest efect, în proiectare se vor folosi parametrii U_Z și R_Z. În cele urmează se va arăta cum se pot obține U_Z și R_Z din datele de catalog U_{ZT}, I_{ZT} și r_Z.

Figura 2.3 prezintă caracteristica reală a diodei Zener (curba 1) și caracteristica liniarizată (curba 2).

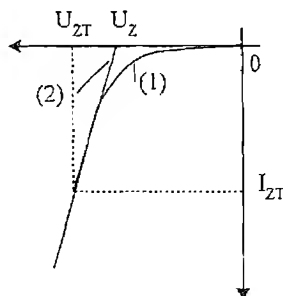


Fig. 2.3 Liniarizarea caracteristicii.

Avantajul caracteristicii liniarizate este acela că se poate exprima analitic foarte simplu relațiile dintre parametrii prezentați:

$$U_S = U_Z + I_Z \cdot R_Z \tag{2.8}$$

În figura 2.4 se prezintă schema echivalentă foarte uzuală în practică, cu care se înlocuiește orice diodă Zener care funcționează în regim de stabilizare.

Trebuie făcute următoarele observații:

a) dioda Zener este un dispozitiv pasiv (care nu poate da energie în circuit) deci reprezentarea cu generator ideal de tensiune este pur formală.

b) domeniul de curent I_Z pentru care echivalarea este valabilă, cu o eroare acceptabilă este: $I_{Zm} \leq I_Z \leq I_{ZM}$.

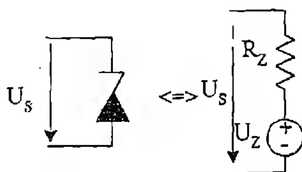


Fig. 2.4 Circuitul echivalent al diodei Zener.

b) valoarea rezistenței R_Z (care dă panta caracteristicii liniarizate) este egală cu rezistența diferențială r_Z în punctul (U_{ZT}, I_{ZT}).

c) Valoarea sursei: $U_Z = U_{ZT} - I_{ZT} \cdot R_Z$

Având în vedere aceste observații se poate estima imediat variația tensiunii U_S datorită variației curentului I_S: $\Delta U_S = \Delta I_S \cdot R_Z$.

Deci condiția de obținere a unei tensiuni de ieșire U_S stabilizate este alegerea unei componente care aibă rezistența diferențială r_Z cât mai mică.

Pentru scheme mai puțin pretențioase generatorul I_O este înlocuit cu o rezistență R_1 (fig.2.5). Această schemă este cunoscută sub denumirea de " stabilizator parametric cu rezistență de balast"

Parametrii importanți pentru evaluarea performanțelor stabilizatorului sunt:

a) coeficientul de stabilitate: $S_{UI} = \left(\frac{\Delta U_I}{\Delta U_S}\right)_{I_S=ct}$

b) rezistența de ieșire: $R_O = \left(\frac{\Delta U_S}{\Delta I_S}\right)_{U_I=ct}$

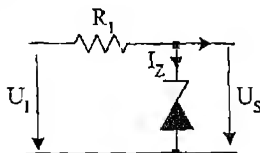


Fig. 2.5 Stabilizator cu rezistență de balast.

După calcule (se înlocuiește dioda Zener cu rezistența R_Z) rezultă:

$$S_{UI} = 1 + \frac{R_1}{R_Z} \tag{2.9}$$

$$R_O = \frac{R_1 \cdot R_Z}{R_1 + R_Z} \tag{2.10}$$

Exemplu de proiectare:

În cele ce urmează se va da un algoritm de alegere a diodei Zener și de calcul a rezistenței R_1. Se consideră ca date de proiectare: U_{Imin}, U_{Imax}, U_S, I_{Smin}, I_{Smax}, S_{UI} și R_O.

Principalii parametri preluați din foile de catalog sunt: U_{ZT}, R_Z, I_{Zm} și I_{ZM}. În cazul în care parametru I_{Zm} nu este dat explicit, se poate lua, ca valoare acoperitoare, un procent din I_{ZT} (de exemplu 10%).

Algoritm de calcul:
1) Se caută o diodă Zener cu $U_S = U_{ZT}$.
2) Se calculează R_1:

$$R_1 = \frac{U_{Imin} - U_Z}{I_{Zm} + I_{S\max}} \tag{2.11}$$

3) Se calculează $I_{Z\max}$:

$$I_{Z\max} = \frac{U_{I\max} - U_S}{R_1} - I_{S\min} \tag{2.12}$$

şi se verifică dacă $I_{Z\max} \le I_{ZM}$. Dacă această condiție nu este indeplinită se alege o diodă de putere mai mare şi se reia algoritmul.
4) Se calculează:

$$S_{UI}^* = 1 + \frac{R_1}{R_Z} \tag{2.13}$$

$$R_O^* = R_1 // R_Z \tag{2.14}$$

şi se compară cu S_{UI} şi R_O. Dacă $S_{UI}^* \ge S_{UI}$ şi $R^*_O \le R_O$ se consideră că dioda Zener aleasă este corespunzătoare.

Dacă una din condiţii nu este indeplinită se alege altă diodă cu R_Z mai mică.
5) Se calculează puterea maximă disipată pe diodă:

$$P_{D\max} = U_Z \cdot I_{Z\max} + R_Z \cdot I_{Z\max}^2 \tag{2.15}$$

6) Se dimensionează sau se alege radiatorul dacă este necesar;
7) Se calculează puterea maximă disipată de R_1:

$$P_{1\max} = \frac{1}{R_1}\left(U_{I\max} - U_S\right)^2 \tag{2.16}$$

şi se alege o rezistență corespunzătoare.

2.3. Stabilizatoare serie

Schema cea mai simplă a unui stabilizator serie şi modelul de semnal mic este prezentată în figura 2.6 a), b).

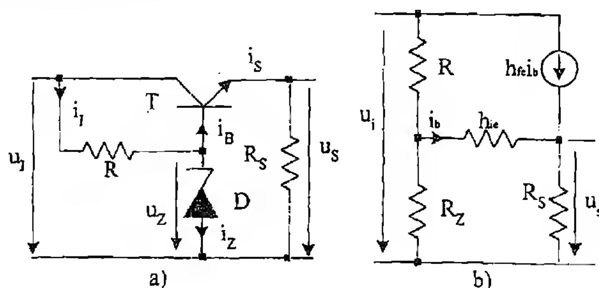


Fig. 2.6 Stabilizator serie: a)schema electrica; b) schema echivalentă de semnal mic;

Întreaga tensiune de ieşire u_S este comparată cu tensiunea de referinţă u_Z dată de dioda D.

Avem:

$$u_{BE} = u_Z - u_S \tag{2.17}$$

Variaţia tensiunii u_{BE} este în antifază cu variaţia tensiunii de ieşire, astfel că atunci când aceasta din urmă creşte, va creşte tensiunea pe tranzistorul regulator care va prelua variaţia tensiunii de intrare.

Calculul parametrilor dinamici:

Sunt date următoarele relaţii:

$$i_I = i_Z + i_B \tag{2.18}$$

$$u_I = R \cdot i_I + u_Z \tag{2.19}$$

$$i_S = (\beta_F + 1) \cdot i_B \tag{2.20}$$

Eliminând între aceste relaţii pe i_I, i_Z şi i_B şi având în vedere că $u_Z \cong u_S$, se obţine relaţia $u_S = u_S(u_I, i_S)$ din care se pot deduce paramatrii S_{UI} şi R_O. Aceeaşi parametri se pot deduce mai simplu folosind schema echivalentă de semnal mic (fig.2.6b) . Se poate scrie:

$$S_{UI} = \frac{\Delta u_I}{\Delta u_S}\bigg|_{I_S = ct} = \frac{u_i}{u_s} = \frac{R + R_Z}{R_Z} = \frac{R}{R_Z} \tag{2.21}$$

$$R_O = \frac{R_Z // R + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \cong \frac{R_Z + h_{ie}}{h_{fe}} \cong \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = \frac{U_T}{I_S} \tag{2.22}$$

unde: $U_T = \dfrac{k \cdot T}{q}$ (k-constanta lui Boltzmann, q-sarcina electronului) este tensiunea termică iar h_{xx} parametrii hibrizi ai tranzistorului bipolar[2]

Coeficientul de temperatură se calculează cu relaţia:

$$K_T = K_Z - K_{Tr} \tag{2.23}$$

unde: K_Z şi K_{Tr} sunt coeficienţii de temperatură ai diodei, respectiv tranzistorului, exprimaţi în V/°C. Cum $K_{Tr} < 0$, rezultă că se poate realiza o compensare termică parţială numai când dioda de referinţă este cu efect Zener: $K_Z < 0$.

Proiectarea în curent continuu

Rezistenţa de balast se calculează cu formula:

$$R = \frac{U_I - U_Z}{I_Z + I_S / (\beta_F + 1)} \tag{2.24}$$

Rezistenţa R poate varia între valorile:

$$R_{max} = \frac{U_{Imin} - U_Z}{I_{Zm} + I_{Smax} / (\beta_{Fmin} + 1)} \tag{2.25}$$

$$R_{min} = \frac{U_{Imax} - U_Z}{I_{ZM} + I_{Smin} / (\beta_{Fmax} + 1)} \tag{2.26}$$

Limitările impuse tranzisorului T:

$$U_{CE\max} \cong U_{I\max} - U_Z \le U_{CEM} \qquad (2.27)$$

$$I_{C\max} \cong I_{S\max} \le I_{CM} \qquad (2.28)$$

$$P_{C\max} = (U_{I\max} - U_Z) \cdot I_{S\max} \le P_{CM} \qquad (2.29)$$

Observație:

Trebuie observat că dioda de referință lucrează în condiții mult mai ușoare decât în cazul stabilizatorului parametric, preluând numai variațiile curentului de bază al tranzistorului T, variațiile curentului de sarcină, fiind preluate de curentul de colector.

2.4. Stabilizatoare paralel

Schema electrică a unui stabilizator paralel este prezentată în figura 2.7. Întreaga tensiune de ieșire u_S se compară cu tensiunea de referință u_Z direct pe baza tranzistorului regulator, tensiunea la intrarea acestuia fiind:

$$u_{BE} = u_S - u_Z \qquad (2.30)$$

Tensiunea de ieșire este în fază cu tensiunea de intrare astfel că dacă aceasta crește, crește curentul prin tranzistorul regulator și deci tensiunea pe rezistența R crește, preluând variația tensiunii de ieșire.

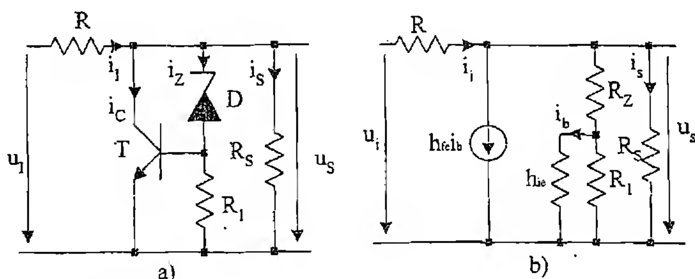


Fig. 2.7 Stabilizator paralel.

Se pot scrie următoarele relații:

$$u_I = R \cdot i_I + u_S \qquad (2.31)$$

$$i_I = i_C + i_Z + i_S \qquad (2.32)$$

$$u_Z = U_Z \qquad (2.33)$$

$$i_C = \beta \cdot i_B \qquad (2.34)$$

$$i_Z = i_B + \frac{u_{BE}}{R_1} \qquad (2.35)$$

Parametrii dinamici sau de semnal mic îi vom deduce ca la stabilizatorul serie, din schema echivalentă de semnal mic. Dacă: $R_1 \cdot h_{ie} \ge R_z$; $(h_{fe}+1) \cdot R_1 \ge h_{ie}$ se obține:

$$S_{UI} \cong \frac{h_{fe}+1}{h_{ie}} \cdot R = \frac{R}{h_{ib}} \tag{2.36}$$

$$R_O \cong h_{ib} \tag{2.37}$$

Coeficientul de temperatură

$$K_T = K_Z + K_{Tr} \tag{2.38}$$

vom obține o compensare termică parțială dacă dioda de referință este cu avalanșă ($K_Z > 0$);

Proiectarea în curent continuu

Rezistestanța R se obține din relațiile 2.31, 2.32 neglijând curentul i_Z.

$$R = \frac{U_I - U_Z}{I_C + I_S} \tag{2.39}$$

Admițând plaje de variație pentru u_I, i_S, respectiv i_C, rezultă plaja de variație pentru R:

$$R_{Max} = \frac{U_{I\min} - U_Z}{I_{C\min} + I_{S\max}} \tag{2.40}$$

$$R_{\min} = \frac{U_{I\max} - U_Z}{I_{C\max} + I_{S\min}} \tag{2.41}$$

Limitările tranzitorului sunt:

$$U_{CE\max} \le U_Z \le U_{CEM} \tag{2.42}$$

$$I_{C\max} = \frac{(U_{I\max} - U_Z) \cdot I_{S\max}}{(U_{I\min} - U_Z)} - I_{S\min} \le I_{CM} \tag{2.43}$$

$$P_{C\max} = U_{CE\max} \cdot I_{C\max} \le P_{CM} \tag{2.44}$$

2.5. Stabilizatoare cu amplificator de eroare

Eficacitatea buclei de reacție poate fi considerabil mărită dacă amplificăm semnalul de eroare inainte să-l aplicăm elementului de control. În cele ce urmează vom vedea că putem imbunătăți mult parametrii S_{UI} și R_O ai stabilizatorului prin creșterea amplificării pe bucla de reacție.

În figura 2.7 a fost desenată schema generală punând în evidență amplificatorul de eroare A_V și reacția negativă serie de tensiune aplicată prin R_1 și R_2.

Semnalul de intrare în amplificator este tensiunea de referință U_R, iar tranzistorul T lucrând ca repetor pe emitor poate fi considerat ca etaj final al amplificatorului A_V.

Amplificatorul, tranzitorul de control și sursa de referință sunt alimentate de la tensiunea redresată U_I, tensiunea stabilizată culegându-se pe rezistența de sarcină R_S.

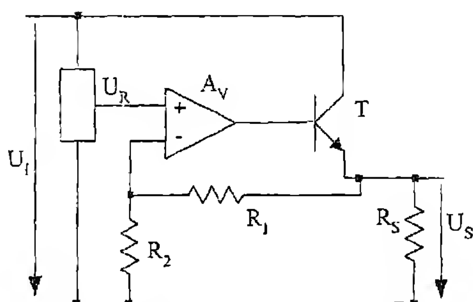


Fig. 2.8 Schema stabilizatorului serie cu amplificator de eroare.

Se poate scrie relația:

$$A_{Vf} = \frac{u_o}{u_r} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{2.45}$$

Notăm:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Calculul parametrilor dinamici

Schema de semnal mic este prezentată în fig.2.9. Se pot deduce relațiile:

$$R_O = \frac{h_{ie} + R_{AO}}{(1 + h_{fe}) \cdot (1 + \beta \cdot A_V)} \cong \frac{h_{ie} + R_{Ao}}{A_V \cdot h_{fe}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{2.46}$$

$$S_{UI} = \frac{u_i}{u_o} = \frac{1 + R_S \cdot h_{oe}}{R_S \cdot h_{oe}} \cdot (1 + \beta \cdot A_v) \cong \frac{A_v}{R_S \cdot h_{oe}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.47}$$

unde s-a notat cu R_{Ao} impedanța de ieșire a amplificatorului de eroare.

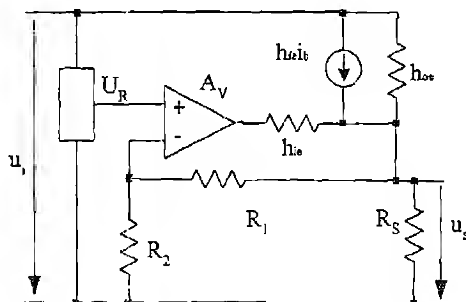


Fig. 2.9 Schema de semnal mic.

Stabilizator serie folosind un tranzistor drept amplificator de eroare

Schema electrică este prezentată în figura 2.10 şi s-a dezvoltat pornind de la schema generală prezentată anterior.

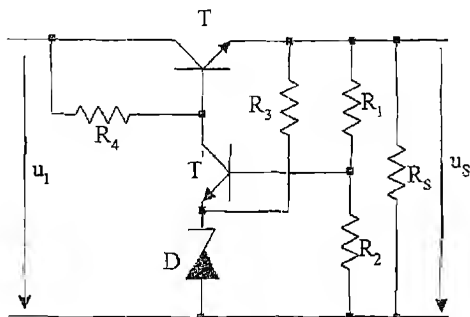


Fig. 2.10 Stabilizator cu tranzistor drept amplificator de eroare.

Tensiunea de referinţă dată de dioda D se aplică în emitorul tranzistorului T' iar tensiunea de ieşire eşantionată pe bază. Tranzistorul T' indeplineşte atât rolul circuitului de comparare cât şi pe cel al amplificatorului de eroare. Tensiunea la intrarea amplificatorului este dată de relaţia :

$$u'_{BE} = \beta \cdot u_S - u_Z \tag{2.48}$$

de unde rezultă tensiunea stabilizată:

$$u_S = \frac{\left(u_Z + u'_{BE}\right)\cdot\left(R_1 + R_2\right)}{R_2} \tag{2.49}$$

Funcţionarea schemei

Semnalul de eroare u_{be} în fază cu u_s este amplificat pe T' şi aplicat în antifază pe baza repetorului T închizându-se astfel bucla de reacţie negativă. Cu alte cuvinte componentele alternative ale i_C şi i_B sunt în antifază. Se observă că, tensiunea de ieşire u_s se aplică într-o diagonală a punţii R_1, R_2, R_3, D din cealaltă diagonală culegându-se tensiunea de intrare u'_{BE} a amplificatorului de eroare. Această punte este dimensionată în curent continuu astfel încât să satisfacă (2.49) scrisă pentru componenta de curent continuu. Semnalul de eroare u_{be} este tensiunea de dezechilibru al acestei punţi care se obţine pe baza lui T' când u_s variază de la U_S la $U_S + u_s$.

Rezistenţa R_3 asigură curentul de polarizare a diodei de referinţă D şi trebuie dimensionată astfel ca i_3' deci curentul variabil i_c' prin T' sa nu afecteze tensiunea de referinţă U_Z (în acelaşi scop R_3 s-a conectat la tensiunea stabilizată, în emitorul lui T). În acelaşi timp R_3 trebuie sa satisfacă relaţiile:

$$R_{3\max} = \frac{U_{S\max} - U_Z}{I_{Zm}} \tag{2.50}$$

$$R_{3\min} = \frac{U_{s\min} - U_Z}{I_{ZM}} \tag{2.51}$$

Rezistența R_4 asigură curentul de polarizare a colectorului tranzistorului T' și a bazei lui T. Este, după cum se vede, conectată la tensiunea nestabilizată. Nu poate fi conectată în emitorul lui T la tensiunea stabilizată, neputându-se polariza corect joncțiunea bază emitor a tranzistorului de control.

Fiind conectată la tensiunea nestabilizată R_4 transmite la ieșire variațiile tensiunii u_I (prin joncțiunea de intrare a lui T). Astfel scade valoarea parametrului S_{UI}. În plus R_4 (de valoare finită) nu permite transmiterea în totalitate a semnalului de eroare amplificat din colectorul lui T' în baza lui T, scăzând eficiența buclei de reacție (efectul de stabilizare) și contribuind la mărirea parametrului R_O. Rezultă că, din considerente dinamice, R_4 trebuie să aibă o valoare cât mai mare. Pe de altă parte R_4 este limitată superior din considerente statice:

$$R_{4\max} = \frac{U_{1\min} - U_{BE} - U_S}{I_{C\max} + I_{B\max}} \tag{2.52}$$

Rezistențele R_1, R_2 ale circuitului de eșantionare trebuie ales astfel încât $i_1 >> i'_B$ deci tensiunea estantionată $\beta \cdot u_S$ trebuie să nu fie afectată de curentul de bază al tranzistorului T'. Din punct de vedere dinamic trebuie ca T' sa fie atacat pe bază de un generator de tensiune adică să fie indeplinită condiția:

$$R_1 // R_2 << h'_{ie} + (1 + h'_{fe}) \cdot R_z \tag{2.53}$$

În același timp, R_1 și R_2 sunt limitate inferior, prin ele trecând un curent $i_1 << i_S$.
Amplificarea A_v fară reacție este dată de :

$$A_V = (R_4 // R_i) / R_Z \tag{2.54}$$

unde rezistența de intrare a tranzistorului regulator este:

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_S \tag{2.55}$$

Stabilizatoare serie cu amplificator de eroare perfecționat

În fig.2.11 sunt prezentate și alte variante de comparare a tensiunii eșantionate cu tensiunea de referință.

În figura 2.11.a tensiunea de intrare în T' este dată de relația :

$$u'_{BE} = \beta \cdot u_S - u_Z \tag{2.56}$$

R_3 trebuie să asigure curentul minim: I_{Zm}.

În schema 2.11.b tensiunea pe baza T' este :

$$u'_{BE} = (1 - \beta) \cdot u_S - u_Z \tag{2.57}$$

de unde rezultă tensiunea stabilizată:

$$u_S = \frac{(u_Z + u'_{BE}) \cdot (R_1 + R_2)}{R_1} \tag{2.58}$$

În schema 2.11.c tensiunea pe baza lui T' este:

$$u'_{BE} = u_Z - (1 - \beta) \cdot u_S \tag{2.59}$$

și tensiunea stabilizată este:

$$u_S = (u_Z - u'_{BE}) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{2.60}$$

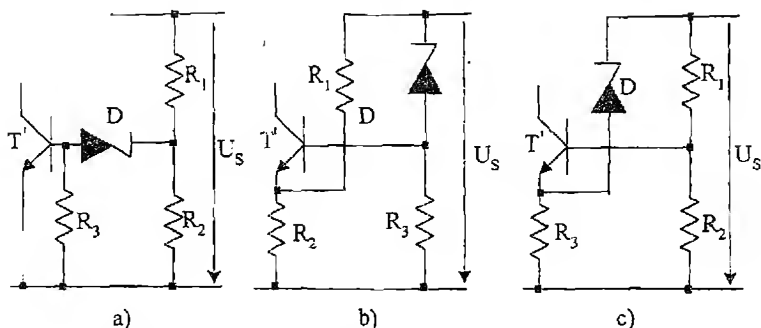


Fig. 2.11 Imbunătățirea amplificatorului de eroare.

Observație:

Pentru a îmbunătăți coeficientul de temperatură în funcție de circuitul de compensare utilizat, trebuie folosite diode cu multiplicare în avalanșă sau cu efect Zener.

Un coeficient de temperatură foarte redus se obține folosind un circuit de compensare cu amplificator diferențial fig.2.12.

Montajul fiind simetric efectele de temperatură ale celor două tranzistoare se anulează dacă ele sunt identice şi au aceeaşi temperatură. În acest scop ele se realizează pe acelaşi "chip".

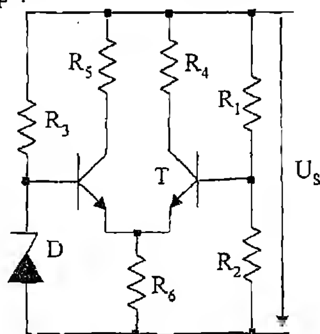


Fig. 2.12 Amplificator de eroare diferențial.

Prestabilizatorul

Pentru ca ondulațiile tensiunii nestabilizate u_I să nu se mai transmită direct la ieşire prin rezistența de sarcină R_4 a amplificatorului de eroare, aceasta se poate alimenta de la o tensiune stabilizată. Circuitul respectiv se numeşte *prestabilizator*. În figura 2.13 prestabilizarea tensiunii de alimentare a rezistenței R_4 se face cu un stabilizator parametric format din R_5 şi D'. Dacă R_5 este mare, se obține o bună prestabilizare, dar rezultă o valoare mică pentru R_4, neconvenabil din punct de vedere

dinamic (Av mic). În fig.2.14 se prezintă o altă schemă de prestabilizator care are avantajul că poate utiliza o diodă D' de tensiune mică (prestabilizarea se face față de tensiunea stabilizată, spre deosebire de cazul anterior când se făcea față de masă).

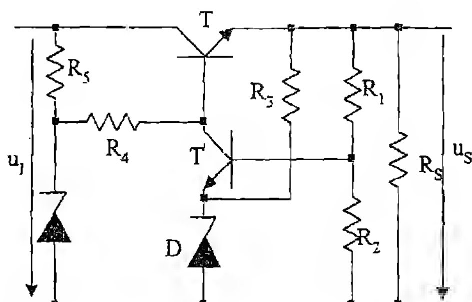


Fig. 2.13 Prestabilizator.

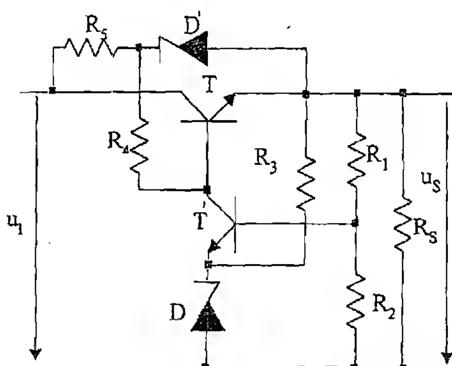


Fig. 2.14 Variantă de prestabilizator.

În ambele scheme, tensiunea u_{CE} a trazistorului trebuie să fie apreciabilă, pentru a obține o prestabilizare bună, neconvenabil pentru puterea disipată pe T.

Dacă inlocuim R_4 printr-un generator de curent, rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare crește. Aici prestabilizatorul este format din rezistențele R_4, R_5 , D' și T_1.

Curentul i_1 este dat de relația:

$$i_1 = \frac{u'_Z - u_{BE1}}{R_4} \tag{2.61}$$

iar rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare este rezistența de ieșire a generatorului de curent dată de relația:

$$(R_4)_{echiv} = \frac{1}{h_{oe1}} \cdot \left(1 + \frac{h_{fe1} \cdot R_4}{R_4 + R_Z^{'} + h_{ie1}}\right) \tag{2.62}$$

de valoare mult mai mare decât R_4.

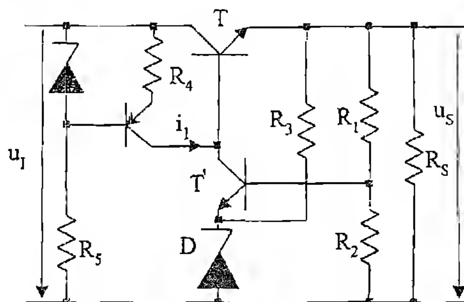


Fig. 2.15 Prestabilizator cu sursă de curent.

În fig.2.16 este prezentat un prestabilizator parametric independent, format din rezistența R_5 și dioda D'. Dacă U'_Z este mare se obține pentru R_4 o valoare mare și independentă de tensiunea u_{CE} a tranzistorului T.

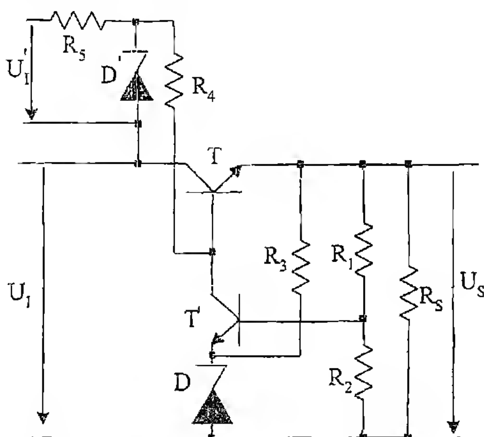


Fig. 2.16. Prestabilizator independent.

2.6 Circuite integrate stabilizatoare de tensiune

Introducerea tehnologiei circuitelor integrate monolitice a determinat o creștere spectaculoasă a performanțelor și fiabilității și o scădere a gabaritului și costului.

Circuitele integrate stabilizatoare cuprind: generatorul de tensiune de referință, amplificatorul de eroare, elementul regulator serie, circuitul de protecție la suprasarcină, eventual şi divizorul traductor de tensiune.

Circuitele integrate din prima generație sunt alcătuite pe aceeaşi structură ca şi circuitele cu componente discrete. Prin însăşi modul de construcție a circuitelor, utilizatorului i se permite accesul la intrările şi ieşirile blocurilor funcționale. Acelaşi tip de integrat se poate folosi la realizarea unei multitudini de configurații. Circuitele caracteristice primei generații (μA723, LM304, LM305 etc) se folosesc la realizarea de surse de tensiune stabilizate pozitivă, negativă, liniare şi în comutație, precum şi la realizarea de generatoare de curent constant, de stabilizatoare de temperatură, de intensitate luminoasă etc. Indiferent de domeniul de aplicație, utilizatorului i se cere numai efortul de a alege tipul protecției la scurtcircuit şi limita curentului maxim de ieşire. Stabilizatoarele din prima generație se livrează cu mai mult de trei terminale ceea ce înseamnă că s-a sacrificat ideea furnizării unui curent de valoare maximă la ieşire în fovoarea ideii de versatilitate.

Un compromis între cele două idei, marcând o perfecționare a tehnicii, s-a realizat la stabilizatoarele cu patru terminale (μA 78G, μA79G), unde s-au integrat circuite de protecție (la scurcircuit, protecție termică, funcționarea tranzistorului serie în aria sigură de funcționare) şi un tranzistor de putere.Utilizatorul are acces la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare, astfel că poate ajusta nivelul tensiunii de ieşire la valoarea dorită.

O conceptie nouă de schemă electrică s-a implementat în stabilizatoarele monolitice de uz general din generația a doua (LM317, LM337). Aceste stabilizatoare conțin integrate circuite circuite de protecție perfecționate, un tranzistor de putere (1,5A) folosesc o schemă electrică de tip flotant şi nu necesită decât trei terminale.

O altă categorie este reprezentată de stabilizatoarele de tensiune fixă. Stabilizatoarele de tensiune fixă s-au proiectat pentru stabilizarea locală a tensiunii de alimentare pe module cu circuite integrate.

2.6.1 Stabilizatoare cu μA723

Circuitele integrate sunt destinate în primul rând aplicațiilor ce necesită stabilizatoare de tip serie. Asigură un curent de sarcină de 150 mA, ce poate fi crescut prin folosirea unor trazistoare externe adecvate. Se foloseşte la realizarea surselor de tensiune pozitivă sau negativă.

Shema bloc este prezentată în figura 2.17 şi include un circuit pentru producerea tensiunii de referință stabilizată şi compensată termic, un amplificator de eroare de tip diferențial, un element de reglare, un tranzistor de "protecție" şi o diodă stabilizatoare de 6,8V. Tensiunea de referință este necesară pentru a se realiza la intrarea amplificatorului o comparație între aceasta şi o parte din tensiunea pe sarcină în scopul stabilizării celei de a doua. Dioda Zener se utilizează numai în stabilizatoarele de tensiune negativă şi în stabilizatoarele în regim flotant. Aplicațiile circuitului integrat sunt numeroase. El se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă şi negativă, ambele în regim normal sau flotant. Calitățile lui principale sunt: coeficientul de stabilizare a tensiunii de referință (care va dicta şi coeficientul de stabilizare al stabilizatorului) de valoare foarte mare (5000...7000) şi compensarea termică excelentă a acestei tensiuni.

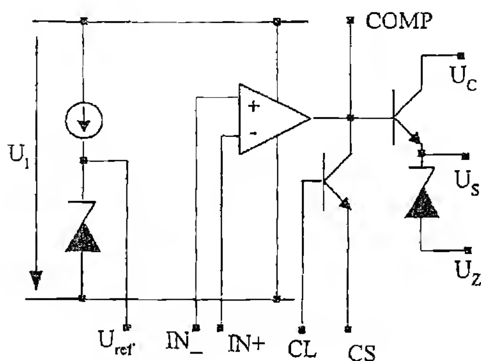


Fig. 2.17 Schema bloc a CI µA723.

Stabilizator de tensiune scazută(Us=2...7V)

Schema electrică este prezentată fig. 2.18.

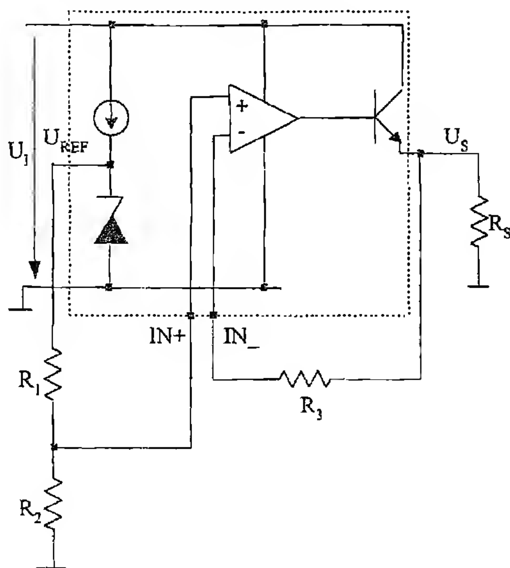


Fig. 2.18 Stabilizator de tensiune scazută.

Tensiunea de ieşire este dată de relaţia:

$$U_S = U_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.63}$$

Limita superioară a tensiunii este impusă de valoarea minimă a tensiunii de referință (care prezintă dispersie de fabricație).

Stabilizator de tensiune mare(Us=7...37)

Acest tip de stabilizator este prezentat în fig. 2.19.

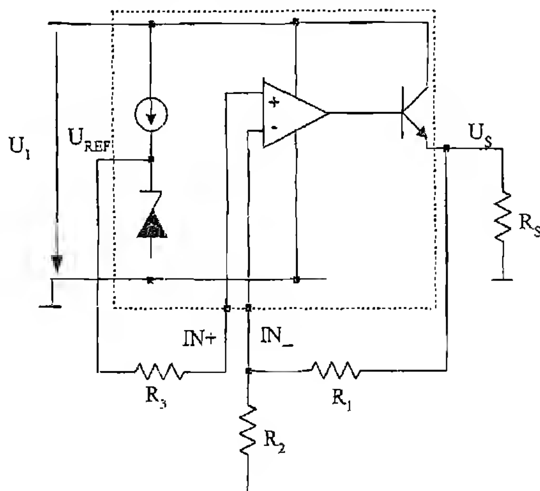


Fig. 2.19 Stabilizator de tensiune mare.

Tensiunea de ieșire este în acest caz obținut cu relația:

$$U_S = U_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{2.64}$$

Sursă de tensiune negativă cu μA723

Schema electrică este prezentata în figura 2.20. Alegem: $R_3 = R_4$

Se poate scrie:

$$U^+ = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.65}$$

$$U^- = \frac{U_{REF}}{2} + U_S \tag{2.66}$$

Din egalitatea celor două relații avem imediat:

$$U_S = -\frac{U_{REF}}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2.67}$$

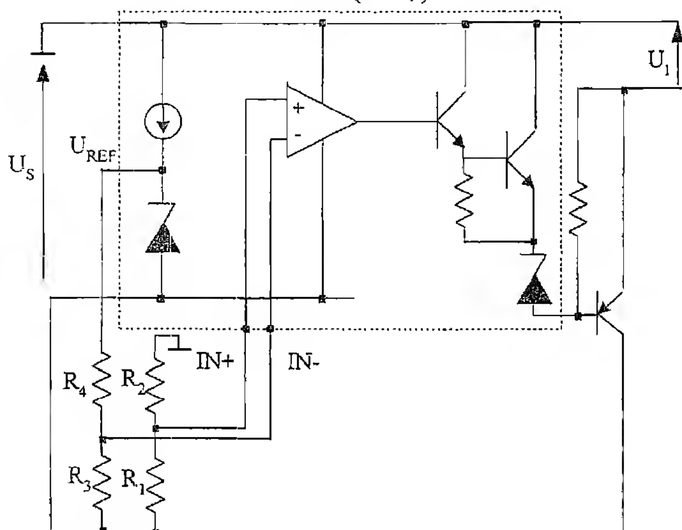


Fig. 2.20 Stabilizator de tensiune negativă.

Sursă de tensiune pozitivă în regim flotant

Schema electrică este arătată în figura 2.21. şi se utilizează pentru tensiuni mai mari de 37V.

Relaţiile ce descriu funcţionarea rezultă imediat din inspectarea schemei:

$$U^{+} = U_S + \frac{U_Z}{2} \tag{2.68}$$

$$U^{-} = (U_S + U_{REF}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.69}$$

Din egalitatea celor două relaţii avem imediat:

$$U_S = U_{REF} \cdot \frac{R_2 - R_1}{2 \cdot R_1} \tag{2.70}$$

2.6.2 Stabilizator de tensiune pozitivă cu LM 317

Schema bloc a circuitelor LM 317 reprezentată simplificat (fig.2.22) constă într-o diodă Zener de 1.2V polarizată la un curent constant I_{AJ}=50µA cuplată la intrarea neinversoare a unui amplificator diferenţial.

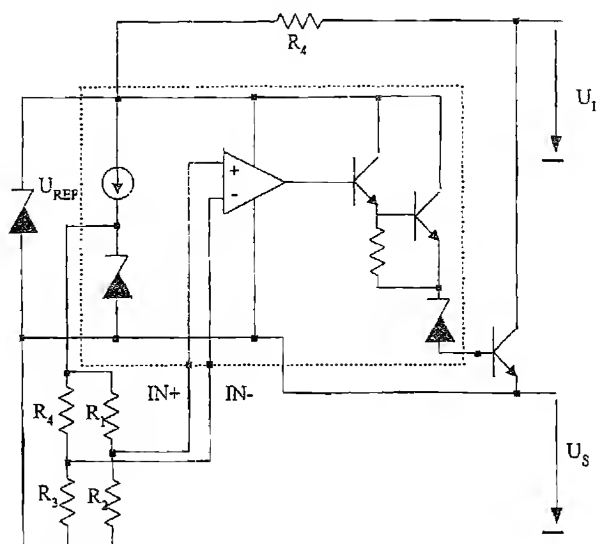


Fig. 2.21 Stabilizator flotant.

Circuitul de protecţie asigură protecţia la supracurent, forţează tranzistorul final să lucreze în aria sigură de funcţionare şi să urmărească hiperbola de disipaţie maximă.

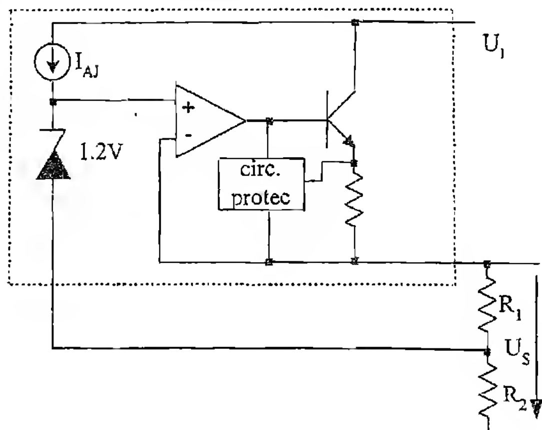


Fig. 2.22 Schema bloc a CI LM 317.

Curentul maxim furnizat la ieşire scade odată cu creşterea diferenţei de tensiune intrare-ieşire. De asemenea, circuitul este prevăzut cu un etaj de protecţie termică. Nivelul tensiunii de ieşire se fixează prin două rezistenţe exterioare R_1 şi R_2 tensiunea de ieşire fiind dată de relaţia:

$$U_S = U_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) + R_B \cdot I_{AJ} \qquad (2.71)$$

unde:

$U_{REF} = 1.2V$

$I_{AJ} = 50\mu A$

2.6.3 Stabilizatoare de tensiune fixă

Caracteristici

Caracteristicile generale ale acestui tip de stabilizator sunt:

- În aplicațiile de bază nu necesită componente externe;
- Tensiunea de ieşire, fixată intern, se garantează cu o precizie de 4-6%;
- Limita curentului maxim de ieşire, fixată intern prin circuitele de protecție la suprasarcină este în general dependentă de temperatură;
- Stabilizatoarele conțin circuite de menținere a funcționării tranzistoarelor serie în aria sigură de siguranță;
- Circuitele de protecție internă (T_{JM}=150°C) asigură imunitate la scurtcircuitarea ieşirii la masă pe o durată nedefinită.

Schema tipică de aplicație este prezentată în figura 2.23:

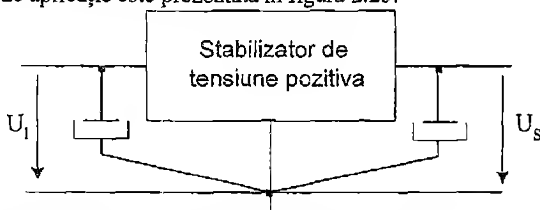


Fig. 2.23 Schema tipica a unui stabilizator de tensiune fixa.

Stabilizatoare de tensiune duale

Caracteristici

Majoritatea circuitelor integrate analogice se alimentează de la două surse de tensiune continuă (una pozitivă , alta negativă). Tensiunile de alimentare pot fi simetrice sau nesimetrice față de masă. De obicei, raportul dintre ele trebuie să se încadreze între limite relativ stricte, astfel că se poate vorbi de o condiție de împerechere.

Această condiție trebuie menținută pe parcursul funcționării sistemului. Dacă din diverse cauze una din tensiuni se deplasează într-un sens, cealaltă trebuie să se deplaseze în sens contrar pentru a restabili raportul dintre ele existent inițial.

Proprietatea de autoajustare a tensiunii pe una din ieşirile unui stabilizator de tensiuni duale în funcție de variația tensiunii pe cealaltă ieşire pentru a menține invariantă o relație dintre ele poartă numele de urmărire.

Dacă aplicaţia nu impune condiţii de imperechere şi urmărire între tensiunile de alimentare se utilizează două stabilizatoare de tensiune continuă independente cu o singură ieşire.

Stabilizatorul cu o singură ieşire furnizează direct unul din nivelele de tensiune de ieşire. Nivelul de ieşire complementar se obţine prin inversarea polarităţii primului nivel cu ajutorul unui amplificator operaţional urmat de tranzistorul regulator serie şi al reţelei de reacţie R_A, R_B (fig.2.25, 2.26).

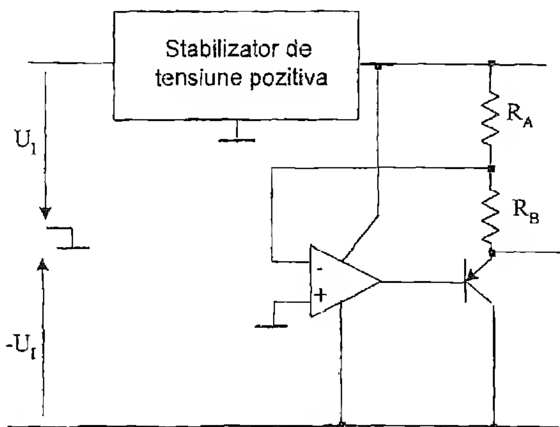


Fig. 2.24 Sursa dublă cu urmărire (tensiunea negativă urmăreşte tens. pozitivă).

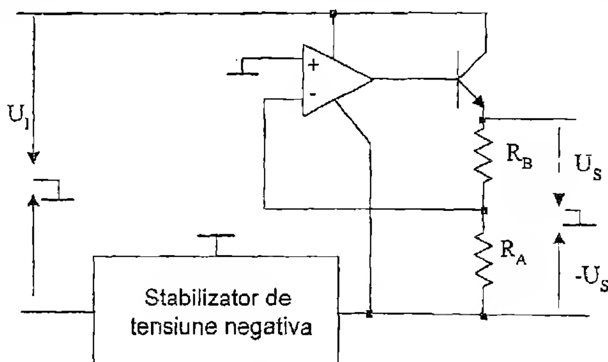


Fig. 2.25 Sursa dubla cu urmarire (tensiunea pozitivă urmăreşte tens. negativă).

Funcționarea este descrisă de următoarele relații:

$$U^{+} = 0 \quad (2.72)$$

$$U^{-} = \frac{U_S^{+} \cdot R_B + U_S^{-} \cdot R_A}{R_A + R_B} \quad (2.73)$$

De unde rezultă:

$$U_S^{+} = -U_S^{-} \cdot \frac{R_A}{R_B} \quad (2.74)$$

Când $R_A = R_B$ atunci :

$$U_S^{+} = -U_S^{-} \quad (2.75)$$

Observație:

Schemele de stabilizatoare duale descrise sunt implementate și în structuri monolitice, unele fixe (SG1501, LM125) sau ajustabile(LM1468, SG1502).

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D.Dascălu, A.Rusu, M.Profirescu, I.Costea, *Dispozitive și Circuite Electronice*, Editura Didactică şi Pedagogică, 1982.
3. I.Ristea, C.A. Popescu, *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1983.
4. ***I.P.R.S., *Circuite integrate liniare*, Catalog, București, 1988.
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies*-Design and Construction, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. Keith, Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
9. I.A.Pressmann, *Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
10. P.A.Dan, ş.a.-*Diode cu siliciu*-Catalog, Editura Tehnică, Bucureşti, 1986.

Capitolul III

CONVERTOARE CC-CC FĂRĂ IZOLARE GALVANICĂ

3.1. Introducere

Stabilizatoarele de tensiune de tip liniar, prezintă avantajul asigurării unei stabilizări excelente dublată de posibilități remarcabile de filtrare a tensiunii ondulatorii reziduale de intrare. Aceste avantaje sunt diminuate, prin însăşi concepția acestor stabilizatoare, de un randament mediocru. Într-adevăr, în stabilizatoarele de tensiune liniare, elementul regulator disipă o putere egală cu produsul $(U_I - U_S) \cdot I_S$. Aceasta constituie o limitare severă a sferei lor de utilizare, atât în cazul unor diferențe mari între tensiunea de intrare şi tensiunea de ieşire, cât şi la furnizarea unor curenți importanți în sarcină. În consecință, este important să se prevadă un mod de reglare adecvat, care să permită obținerea de tensiuni stabilizate cu un randament ridicat. Utilizarea stabilizatoarelor în comutație contribuie atât la creşterea puterii disponibile în sarcină, cât şi la creşterea eficienței de alimentare; se obțin randamente de peste 90% chiar şi în cazul în care tensiunea stabilizată de la ieşire este de numai o fracțiune din tensiunea de intrare. În afară de eficiența ridicată a transferului de putere acest tip de stabilizator prezintă şi alte avantaje. Datorită funcționării elementului regulator în regim de comutație, el poate asigura diferențe de tensiune intrare-ieşire mai mari comparativ cu stabilizatoarele de tensiune liniare. Diminuarea pierderilor de putere elimină radiatoarele supradimensionate, reducând gabaritul surselor de alimentare. Față de nivelul tensiunii de intrare, stabilizatoarele în regim de comutație pot furniza la ieşire nivele de tensiune mai mari, mai mici sau de polaritate inversă.

Conceptul de sursă în comutație nu este nou, dar tehnologia nu a fost pregătită până prin anii 1970. Apariția pe piață a tranzistoarelor de comutație rapide, a feritelor cu pierderi mici a făcut posibil ca implementarea surselor în comutație să devină fiabilă şi practică.

Între anii 1975-1979, sursele în comutație clasice (PWM) au atins un plafon în ceea ce priveşte performanțele lor. Frecvențele de comutație au rămas mult sub 100kHz iar densitatea de putere (W/m^3) a rămas relativ constantă. Factorul ce a determinat încetinirea dezvoltării surselor în comutație a fost dictat de starea tehnologiei din acea perioadă. Dezvoltarea tranzistoarelor MOS de putere a fost primul pas în îmbunătățirea eficienței şi a densității de putere. Scăzând pierderile de comutație s-au putut obține frecvențe de funcționare de aproximativ 100kHz fără ca randamentul să înceapă să scadă din nou. Peste 100kHz însă pierderile de comutație şi pierderile în miez (pierderi prin histerezis şi curenți turbionari) încep să constituie o fracțiune semnificativă din pierderile totale. Între timp, alte domenii ale electronicii au continuat drumul lor spre miniaturizare. Pentru domeniul surselor trebuia să apară şi altceva decât îmbunătățirea componentelor. Asfel în jurul anului 1981 a inceput o cercetare serioasă în definirea şi descrierea modificărilor rezonante ale topologiilor PWM. Dacă pierderile de comutație sunt eliminate, singurul obstacol în creşterea frecvenței ar rămâne piederile în materialele magnetice. Totuşi, datorită dezvoltării tehnologice deosebite ce o cunoaşte industria producătoare de materiale magnetice, au fost posibile realizări de surse comerciale PWM ce lucrează la frecvențe de 500-

800kHz.

Trebuie, totuşi remarcat că sub aspectul unor performanţe electrice, stabilizatoarele în comutaţie prezintă câteva dezavantaje. Răspunsul la variaţii rapide ale curentului de ieşire este mult mai lent. Tensiunea de ieşire conţine o componentă de ondulaţie cu amplitudinea de ordinul a câţiva zeci de mV vârf la vârf şi frecvenţa de zeci, sute de kHz. Complexitatea ridicată a schemelor electrice şi necesitatea ecranarii radiaţie de radiofrecvenţă emisă în timpul funcţionării, necesită un efort mare de construcţie.

Optimizarea performanţelor de stabilizare şi a celor de eficienţă a transferului de putere se asigură prin conectarea în cascadă a unui stabilizator de comutaţie urmat de unul liniar.

3.2. Principiul de funcţionare

În figura 3.1 se prezintă schema bloc a unui stabilizator de tensiune în comutaţie.

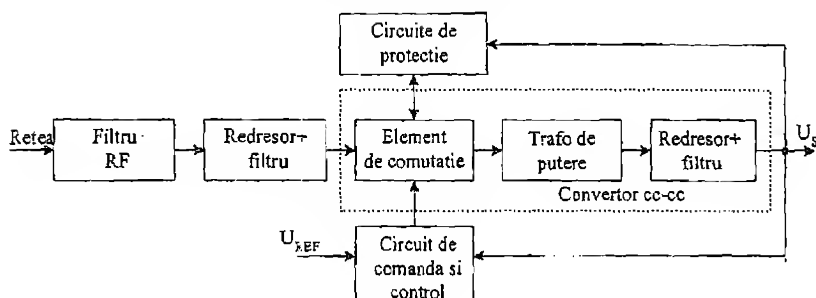


Fig. 3.1 Schema bloc a unei surse.

Tensiunea reţelei este redresată, de obicei, printr-o punte redresoare. Tensiunea redresată este filtrată corespunzător până se asigură nivelul pulsaţiilor admis de celelalte părţi componente pentru funcţionarea corectă a acestora. Tensiunea continuă alimentează elementul de comutaţie, care la rândul său este comandat de un semnal de frecvenţă ridicată. Tensiunea de formă dreptunghiulară, se aplică unui transformator de putere, în secundarul căruia se obţine o tensiune de aceeaşi formă ca şi în circuitul primar cu amplitudinea determinată de raportul de transformare. Transformatorul mai îndeplineşte şi rolul de element izolator între circuitele conectate la reţeaua de curent alternativ şi consumator. Tensiunea alternativă, de formă dreptunghiulară, este în continuare redresată şi filtrată şi constituie tensiunea de ieşire a stabilizatorului. Pentru ca tensiunea de ieşire să rămână constantă chiar dacă tensiunea reţelei se modifică sau chiar dacă circuitul de sarcină îşi modifică valoarea, un eşantion din tensiunea de ieşire este preluat de circuitul de comandă şi control. Acest bloc are rolul de a compara tensiunea de reacţie cu o tensiune de prescriere şi să ajusteze pe baza rezultatului comparării durata de conducţie a elementului de comutare. Pentru a împiedica pătrunderea în reţea a tensiunilor perturbatoare, la intrarea stabilizatorului este obligatorie folosirea unui filtru de reţea.

Stabilizatorul mai posedă circuite de protecţie care să-i asigure funcţionarea

corectă în situații când curentul de sarcină depășește o anumită limită, precum și în cazul apariției supratensiunilor accidentale.

3.3. Clasificarea convertoarelor curent continuu-curent continuu (cc-cc)

După cum se observă și în figura 3.1 elementul principal al unei surse în comutație îl constituie convertorul cc-cc.

Converoarele cc-cc se pot clasifica în:

- convertoare cc-cc cu izolare galvanică;
- convertoare cc-cc fără izolare galvanică;

Cele fără izolare galvanică la rândul lor se clasifică în:

- convertoare cc-cc coborâtoare(buck);
- convertoare cc-cc ridicătoare (boost);
- convertoare cc-cc inversoare(buck-boost);

iar convertoarele cu izolare galvanică în:

- convertoare cc-cc flyback;
- convertoare cc-cc forward;
- convertoare cc-cc semipunte;
- convertoare cc-cc punte.

După modul de *transfer al energiei* convertoarele cc-cc se împart în convertoare cc-cc:

- cu transfer direct (forward);
- cu transfer indirect (flyback);

3.4.Convertorul cc-coborâtor (buck)

Acest convertor cc-cc produce la ieșire o tensiune mai mică decât tensiunea de intrare. Schema convertorului coborâtor este prezentată în figura 3.2. În această schemă convertorul propriu zis este alcătuit din tranzistorul T cu rol de comutator comandat, dioda D, bobina L și condensatorul C. Sursa U_I furnizează la intrarea convertorului o tensiune constantă, iar rezistența R_S constituie sarcina convertorului.

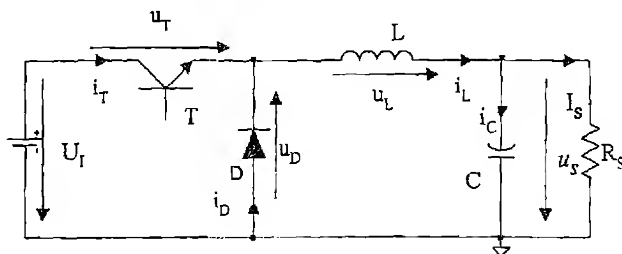


Fig. 3.2 Schema convertorului coborâtor.

În momentul în care tranzitorul T se deschide tensiunea de intrare U_I se aplică

filtrului de ieşire, prin bobină circulând curentul de sarcină şi cel de încărcare al condensatorului.

Când tranzistorul se blochează. datorită tensiunii autoinduse în bobină, dioda D se deschide asigurând o cale pentru curentul din bobină.

Vom analiza, pentru început, funcţionarea circuitului în regim staţionar. În acest regim se disting două moduri de funcţionare:

a) mod de conducţie neîntreruptă;
b) mod de conducţie întreruptă.

Formele de undă ce descriu funcţionarea pentru cele două moduri sunt prezentate în figura 3.3. Formele de undă au fost reprezentate în următoarele ipoteze simplificatoare:

-căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducţie sunt nule;

-căderea de tensiune pe condensatorul de ieşire aproximativ constantă;

-rezistenţa bobinei şi condensatorului sunt zero;

-timpii de comutare ai tranzistorului şi diodei sunt foarte mici în raport cu perioada de comutaţie.

3.4.1 Funcţionarea în conducţie neîntreruptă

Se caracterizează, prin aceea că, prin bobină curentul este întotdeauna mai mare ca zero pe durata unei perioade de comutaţie T.

În ipotezele enunţate mai sus se pot scrie următoarele relaţii:

-pe durata de conducţie a tranzistorului (T_C) căderea de tensiune pe bobina L este constantă dată de relaţia:

$$U_L = U_I - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \tag{3.1}$$

- iar pe durata de blocare a tranzistorului (T_B):

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \tag{3.2}$$

Ţinând seama că în regim staţionar valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă rezultă:

$$(U_I - U_S) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \tag{3.3}$$

de unde:

$$U_S = U_I \cdot \frac{T_C}{T} = U_I \cdot \delta \tag{3.4}$$

$$T_C = T \cdot \frac{U_S}{U_I} \tag{3.5}$$

$$T_B = T - T_C = T \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \tag{3.6}$$

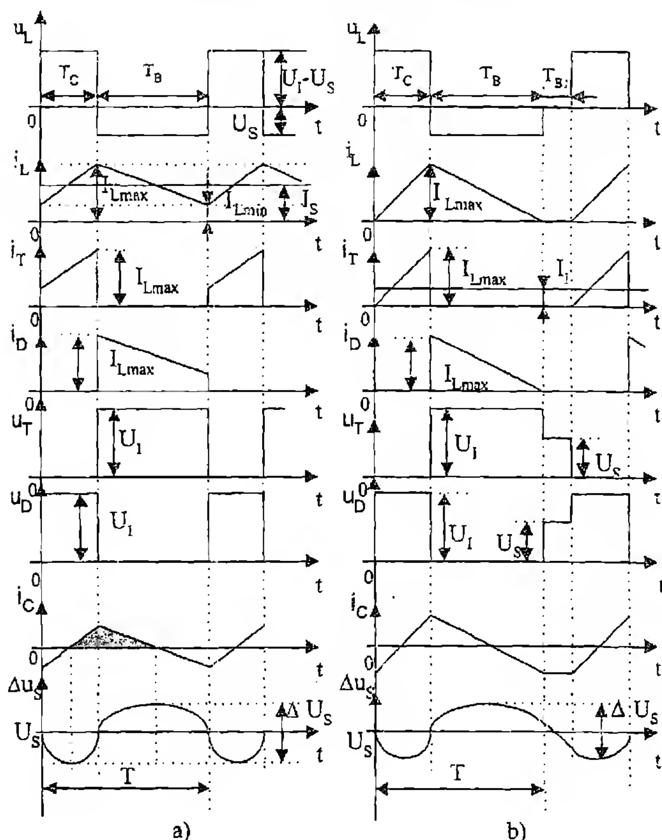


Fig. 3.3 Curenții și tensiunile pentru convertorul c.c.-c.c. coborâtor :
a) conducție neîntreruptă;
b) conducție întreruptă.

S-a ținut cont că: $T = T_C + T_B$; $\delta = \frac{T_C}{T}$ (factorul de umplere) .

Curentul de sarcină I_S este egal cu valoarea medie a curentului prin bobină (în regim staționar curentul mediu prin condensator este zero). Deci se poate scrie:

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_S \tag{3.7}$$

Din (3.1) și (3.5) rezultă relația:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{(U_I - U_S) \cdot T_C}{L} = \frac{U_S \cdot T}{L} \cdot (1 - \delta) = \frac{U_S \cdot T}{L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) = \Delta I_L \tag{3.8}$$

Din (3.7) și (3.8) rezultă:

$$I_{L\min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_S - \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \tag{3.9}$$

$$I_{L\max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \qquad (3.10)$$

Din relația (3.4) rezultă că în conducție neîntreruptă, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Forma de undă a curentului prin bobină, este aceeași pentru diferite valori ale curentului de sarcină în ipoteza că tensiunea de intrare și factorul de umplere rămân constante. Dacă curentul de sarcină I_S, scade spre o valoare limită I_{SL} , I_{Lmin} atinge valoarea zero. Convertorul se află la limita conducției întrerupte. Valoarea I_{SL} se determină din relația (3.9) punând condiția $I_{Lmin}=0$. Ca urmare se poate scrie:

$$I_{SL} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1-\delta) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \qquad (3.11)$$

În cazul în care, tensiunea de intrare variază între U_{Imin} și U_{Imax}, se poate demonstra că ΔI_L are variația maximă atunci când U_I atinge valoarea maximă, adică $\delta=\delta_{min}$ (în ipoteza menținerii constante a tensiunii de ieșire). Aceasta este situația cea mai critică. Relația (3.11) devine:

$$I_{SL\max} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{U_{I\max} \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta_{min} \cdot (1-\delta_{min}) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{I\max}}\right) \qquad (3.12)$$

3.4.2. Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă $I_{Lmin}= 0$, înainte ca tranzistorul T să se deschidă, convertorul funcționează în conducție întreruptă.

Formele de undă, ce descriu funcționarea acestui regim sunt reprezentate în figura 3.3b.

Neglijând pierderile din circuit putem scrie:

$$P_I = P_S \qquad (3.13)$$

unde: P_I, P_S reprezintă puterea absorbită, respectiv debitată de convertor.

Relația (3.13) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \qquad (3.14)$$

unde: I_I este valoarea medie a curentului absorbit de convertor, egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistor.

Ținând seama de fig.3.3b se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{L\max} \cdot T_C}{2 \cdot T} \qquad (3.15)$$

Dar,

$$I_{L\max} = \frac{(U_I - U_S) \cdot T_C}{L} \qquad (3.16)$$

Înlocuind (3.16) în relația (3.15) se obține:

$$I_I = \frac{\delta^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (U_I - U_S) \qquad (3.17)$$

Revenind la relația (3.14) după câteva calcule simple rezultă:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N + \delta^2} \tag{3.18}$$

unde am am notat:

$$U_N = \frac{U_S}{U_I}$$
$$I_N = \frac{L \cdot I_S}{U_I \cdot T} \tag{3.19}$$

tensiunea de ieşire normată, respectiv curentul de ieşire normat.

Caracteristicile de ieşire ale convertorului sunt prezentate în figura 3.4 pentru diferite valori ale factorului de umplere. Curba punctată delimitează zona de conducţie întreruptă de zona de conducţie neîntreruptă situată în dreapta ei.

Se observă că, în conducţie întreruptă tensiunea de ieşire este dependentă puternic de curentul de ieşire.

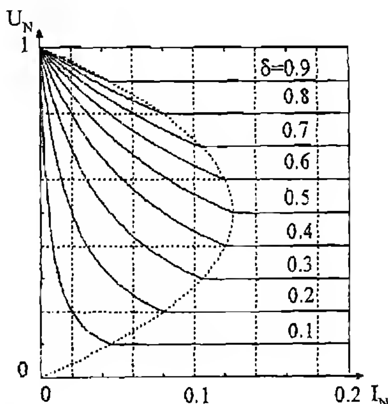


Fig.3.4 Caracteristicile de ieşire.

3.4.3. Dimensionarea elementelor componente

Bobina (L)

Din relaţia (3.10) se poate determina, inductivitatea minimă necesară pentru evitarea conducţiei întrerupte pentru o anumită valoare limită I_{SL} a curentului de sarcină:

$$L_{min} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1-\delta) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I} \right) \tag{3.20}$$

În situaţia cea mai critică, care apare aşa cum am arătat în cazul când U_I atinge valoarea maximă, relaţia (3.20) devine:

$$L_{min} = \frac{U_{Imax} \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta_{min} \cdot (1-\delta_{min}) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{Imax}} \right) \tag{3.21}$$

Tranzistorul

Curentul prin tranzistor, atinge valoarea maximă, când curentul de sarcină este maxim şi factorul de umplere este minim.Când tensiunea de ieşire este constantă, aceasta implică tensiune de intrare maximă. Deci, se poate scrie (ţinând cont de relaţia(3.10)):

$$I_{T\max} = I_{L\max} = I_{S\max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{S\max} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{I\max}}\right) \tag{3.22}$$

Tensiunea maximă pe tranzistor este dată de relaţia:

$$U_{T\max} = U_I \tag{3.23}$$

Dioda

Curentul maxim şi tensiunea maximă suportate de diodă sunt date de relaţiile (figura 3.3):

$$U_{D\max} = U_{T\max} \tag{3.24}$$

$$I_{D\max} = I_{L\max} \tag{3.25}$$

Inspectând figura 3.3 valoarea medie a curentului prin diodă rezultă imediat:

$$I_{Dmed} = \frac{I_{Max} + I_{\min}}{2} \cdot \frac{T_B}{T} = I_S \cdot (1 - \delta) \tag{3.26}$$

iar valoarea medie maximă va fi:

$$I_{Dmed\max} = I_{S\max} \cdot (1 - \delta_{\min}) = I_{S\max} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{I\max}}\right) \tag{3.27}$$

Condensatorul de ieşire

În analiza pe care am facut-o, s-a presupus un condensator cu capacitate suficient de mare, astfel încât să putem considera tensiunea de ieşire constantă. În realitate tensiunea pe condensator are o anumită variaţie Δu_S (figura 3.3). Pentru calculul condensatorului se pleacă de la variaţia maximă admisă ΔU_S a tensiunii de ieşire.

Notând cu ΔQ sarcina transferată spre condensator (aria haşurată din fig.3.3) de curentul:

$$i_C = i_L - I_S \tag{3.28}$$

vom avea:

$$\Delta Q = \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{T^2}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \cdot U_S}{L} \tag{3.29}$$

Pe de altă parte:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \tag{3.30}$$

Din relaţiile (3.29) şi (3.30) rezultă:

$$C = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \cdot U_I \cdot T^2}{L \cdot \Delta U_S} \tag{3.31}$$

La alegerea condensatorului trebuie să se țină seama și de valoarea efectivă a curentului ce îl străbate [3]:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int i_C^2} \approx \frac{I_{S\,min}}{\sqrt{3}} \qquad (3.32)$$

În datele de catalog acest curent se precizează la 100Hz și o temperatură maximă a mediului de 85°C.

Valoarea capacității dată de relația (3.31) este adevărată, numai în cazul în care condesatorul este ideal și are o rezistență serie, respectiv o inductivitate serie de valori neglijabile. La frecvențe înalte, aceste condiții sunt îndeplinite, doar de condensatoarele având ca dielectric polipropilena. În cazul condensatoarelor electrolitice, cel mai adesea utilizate în sursele în comutație, aceste cerințe nu sunt îndeplinite. Schema electrică echivalentă este dată în figura 3.5:

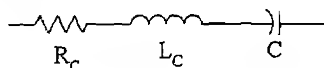


Fig. 3.5 Schema echivalentă a unui condensator electrolitic.

În majoritatea cazurilor, inductivitatea serie a condensatorului poate fi neglijată. Nu același lucru se poate spune despre resistență echivalentă serie: căderea de tensiune pe aceasta, este dată de relația: $\Delta U_{Rc} = \Delta I_{L\max} \cdot R_C$ și trebuie să se verifice că este neglijabil mai mică decât ΔU_S. O posibilă cale de a se reduce rezistența serie echivalentă, constă în legarea în paralel a mai multor condesatoare având capacități mai mici decât cea rezultată din calcul.

La alegerea condensatorului, trebuie să se țină cont și de regimul trazitoriu ce apare la variația bruscă a curentului de sarcină când, condensatorul trebuie să livreze curentul necesar până se ajunge la noua valoare. Ca urmare condensatorul se încarcă sau se descarcă, în funcție de modul în care a variat curentul de sarcină, așa cum este ilustrat în figura 3.6, unde valoarea maximă a tensiunii tranzitorii este notată cu U_{Strmax}.

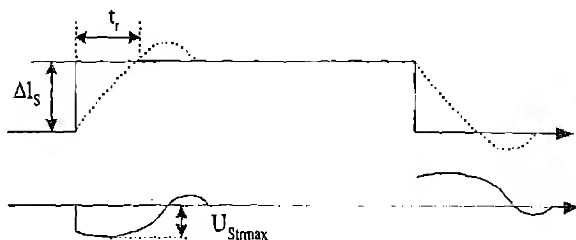


Fig. 3.6 Răspunsul convertorului la variația bruscă a sarcinii.

Timpul de răspuns t_r (fig.3.6), este timpul necesar curentului din bobină să atingă noua valoare și este dat de relația (vezi demontrația mai jos):

$$t_r = \frac{\Delta I_S \cdot L}{U_S \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right)} \qquad (3.33)$$

unde: ΔI_S -reprezintă variaţia curentului de sarcină;

$\delta_m = \delta_{max}$ când are loc o creştere a curentului;

$\delta_m = \delta_{min}$ când are loc o scădere a curentului.

Timpul necesar pentru ca tensiunea de ieşire să se stabilizeze la noua valoare este: $(1,5 \div 2) \cdot tr$.

Aşa cum s-a discutat, bobina L_C din schema echivalentă a condensatorului poate fi neglijată în analiza tranzitorie, deoarece constanta de timp $\frac{L_C}{R_C}$ este mult mai mică decât $R_C \cdot C$. Astfel, când apare o variaţie ΔI_S a curentului de sarcină, variaţia iniţială a tensiunii de ieşire este: $\Delta I_S \cdot R_C$. Timpul de răspuns are un maxim pentru $t = t_m = t_r - R_C \cdot C$ (fig.3.7). Se disting trei cazuri:

a) $t_m > 0$ când $U_{Str\,max} > \Delta I_S \cdot R_C$;

b) $t_m = 0$ când $U_{Str\,max} = \Delta I_S \cdot R_C$;

c) $t_m < 0$ când $U_{Str\,max} = \Delta I_S \cdot R_C$;

Relaţiile de mai sus indică faptul că tensiunea $U_{Str\,max}$ atinge cea mai mică valoare a sa, $\Delta I_S \cdot R_C$ pentru:

$$C \geq \frac{t_r}{R_C} \tag{3.34}$$

După calcule se poate deduce următoarea relaţie:

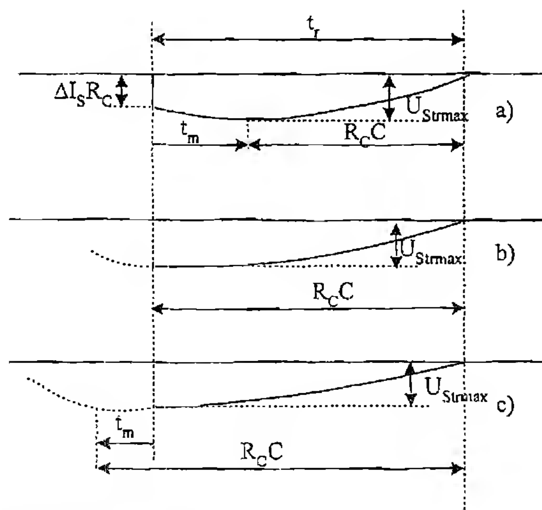


Fig. 3.7 Variaţia tensiunii de ieşire.

$$\frac{t_r}{R_C} \geq C \geq \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{2 \cdot U_{Sr\max} - \Delta I_S \cdot R_C} \tag{3.35}$$

3.4.4 Exemplu de proiectare

Se dă: $U_S = 5V$
$I_{Smax} = 10A$;
$I_{Smin} = 1,1A$;
$U_I = 24V \pm 15\%$;
$T = 50\mu s$.

Relaţia (3.4) este adevărată, doar în condiţiile ideale prezentate la început, în care s-au neglijat căderea de tensiune pe dioda D şi rezistenţa de pierderi Rp a bobinei L. În condiţiile date, având în vedere tensiunea redusă de la ieşirea convertorului aceste mărimi nu se pot neglija, tensiunea de ieşire va fi inlocuită cu:

$$U_S^* = U_S + U_F + U_{Rp} \tag{3.36}$$

unde:

U_F reprezintă căderea de tensiune pe dioda D, iar U_{Rp} căderea de tensiune pe rezistenţa de pierderi serie a bobinei.

Toate relaţiile deduse rămân adevarate înlocuind tensiunea U_S cu valoarea U_S^*.

Pornind de la faptul că tensiunea de ieşire, respectiv intrare au valori relativ reduse dioda D se alege de tip Shottky, avându-se în vedere faptul că, tensiune U_F este de numai 0.5V. Considerându-se într-o primă aproximaţie U_{Rp} =0.2V rezultă:

$$U_S^* = 5V + 0,5V + 0,2V = 5,7V$$

Tensiunea maximă la intrare are valoarea:

$$U_{I\max} = 24V + 15\% = 27,6V$$

Inlocuind în relaţia (3.21) se obţine:

$$L_{\min} = \frac{5,7V \cdot 50\mu s}{2 \cdot 1,1A} \cdot \left(1 - \frac{5,7V}{27,6V}\right) = 102,7\mu H$$

Tensiunea maximă suportată de tranzistor este data de relaţia:

$$U_{T\max} \geq 27,6V$$

$$I_{T\max} \geq 10A + \frac{5,7V \cdot 50\mu s}{2 \cdot 102,7\mu H} \cdot \left(1 - \frac{5,7V}{27,6V}\right) = 11,1A$$

Dioda trebuie să respecte aceleaşi condiţii ca şi tranzistorul. În plus, valoarea medie maximă a curentului prin diodă este(3.26):

$$I_{Dmed\max} = 10A \cdot \left(1 - \frac{5,7}{27,6}\right) \cong 8A$$

Pornind de la relaţia (3.31) avem:

$$C \geq \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{5,7V}{24V}\right) \cdot 24V \cdot 50\mu s^2}{102\mu H \cdot 0,05V} = 1121\mu F$$

Presupunem o variație a curentului de sarcină de $\Delta I_S = 5A$ în sensul scăderii acestuia. Circuitul de comandă și control răspunde cu o variație a factorului de umplere la o valoare minimă: $\delta_{min} = 0.1$. Timpul de răspuns dat de relația (3.33) va fi:

$$t_r = -\frac{5A \cdot 102\mu H}{5{,}7V \cdot \left(\frac{0.1}{0.2} - 1\right)} = 180\mu s$$

Admițând pentru U_{Strmax} o valoare de aproximativ $0{,}1 \cdot U_S$ și $R_C = 10m\Omega$ rezultă conform relației (3.35):

$$C \geq \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{2 \cdot U_{Strmax} - \Delta I_S \cdot R_C} = \frac{5 \cdot 180\mu s}{2 \cdot 0.5V - 5A \cdot 10m\Omega} = 900\mu F$$

De asemenea C trebuie să indeplinească condiția:

$$C \leq \frac{t_r}{R_C} = \frac{180\mu s}{10m\Omega} = 18000\mu F$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este (3.32):

$$I_{Cef} = \frac{1{,}1A}{\sqrt{3}} \cong 0.63A$$

3.5 Convertorul cc-cc inversor (buck-boost)

Schema convertorului cc-cc inversor este prezentată în figura 3.8 și se compune din tranzitorul T cu rol de comutator, bobina L cu rol de acumulator de energie și condensatorul C cu rol de filtrare a tensiunii de ieșire.

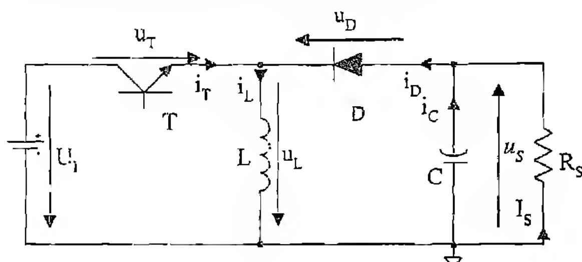


Fig. 3.8 Schema convertorului inversor.

Tranzistorul T comută periodic tensiunea de intrare U_I pe bobina L.

Pe durata conducției tranzistorului T, energia absorbită din sursa U_I este stocată în bobina L. Dioda este polarizată invers și curentul I_S este furnizat de sarcina acumulată în condensatorul C. Când tranzistorul se blochează, tensiunea autoindusă în bobină determină deschiderea diodei D. Sarcina pierdută de condensator pe perioada conducției tranzistorului T este acum recuperată.

Se va analiza și acum funcționarea circuitului în regim staționar. Se disting și aici două moduri de funcționare:

a) conducție neîntreruptă;
b) conducție întreruptă.

Formele de undă corespunzătoare celor două moduri sunt prezentate în figura 3.9.

Formele de undă s-au desenat în aceleași ipoteze simplificatoare:

-căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducție sunt nule;

-tensiunea de ieșire este constantă;

-condensatorul și bobina sunt elemente pur reactive;

-timpii de comutare ai tranzistorului și diodei sunt foarte mici în raport cu perioada de comutație.

3.5.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina L este întotdeauna mai mare decât zero.

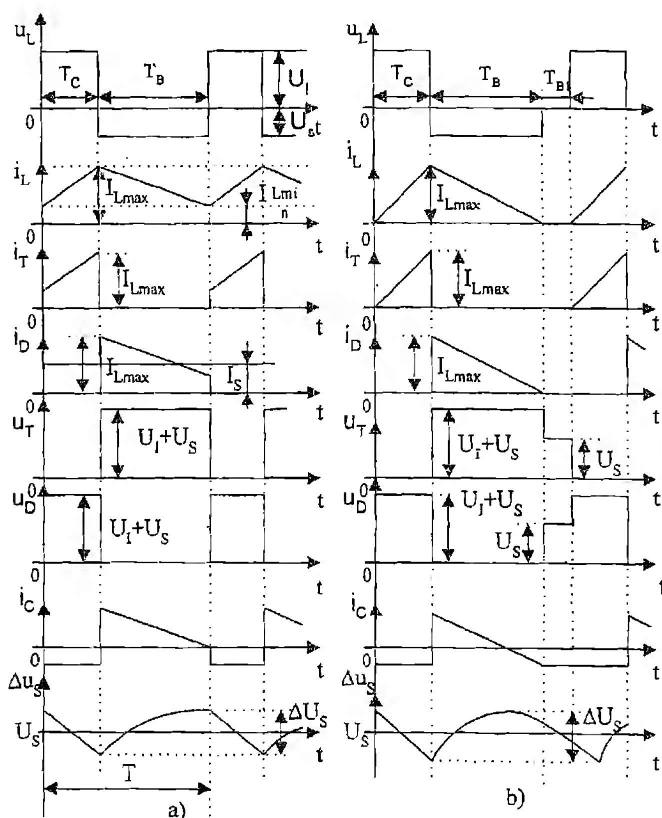


Fig. 3.9 Curenții și tensiunile pentru convertorul cc-cc inversor:
a) conducție neîntreruptă;
b) conducție întreruptă.

În ipotezele enunțate mai sus se pot scrie următoarele relații:

-pe durata de conducție a tranzistorului (T_C) căderea de tensiune pe bobină este constantă fiind dată de relația:

$$U_L = U_I = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \tag{3.37}$$

-pe durata de blocare a tranzistorului (T_B):

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \tag{3.38}$$

Pentru conducție neîntreruptă, în ipoteza unui regim staționar, tensiunea medie pe bobină trebuie să aibă valoarea zero. Prin urmare se poate scrie:

$$U_I \cdot T_C = U_S \cdot T_B \tag{3.39}$$

de unde rezultă:

$$U_S = \frac{U_I \cdot T_C}{T_B} = U_I \cdot \frac{\delta}{1-\delta} \tag{3.40}$$

$$T_C = T \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \tag{3.41}$$

$$T_B = T \cdot \frac{U_I}{U_I + U_S} \tag{3.42}$$

S-a ținut seama că: $T_B + T_C = T$ și $\delta = \frac{T_C}{T}$ (factorul de umplere);

Din figura 3.9 se observă că, valoarea medie a curentului prin diodă este egală cu valoarea curentului de sarcină:

$$I_S = \frac{(I_{L\max} + I_{L\min}) \cdot T_B}{2 \cdot T} \tag{3.43}$$

de unde:

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_S \cdot \frac{T}{T_B} \tag{3.44}$$

Din relațiile (3.37), (3.40) și (3.41) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_I}{L} \cdot T_C = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \tag{3.45}$$

Ținând cont de (3.42), (3.44) și (3.45) se obține:

$$I_{L\min} = \frac{I_S}{1-\delta} - \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{U_S}{U_I}\right) - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \tag{3.46}$$

$$I_{L\max} = \frac{I_S}{1-\delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{U_S}{U_I}\right) + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \tag{3.47}$$

Din relația (3.40) se observă că în conducție neîntreruptă, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Forma de undă a curentului din bobină este aceeași pentru diferite valori ale curentului de sarcină, în ipoteza că, tensiunea de intrare și factorul de umplere rămân constante. Dacă curentul de sarcină I_S, coboară sub o anumită valoare limită I_{SL} curentul minim din bobină atinge valoarea zero. În această situație, convertorul funcționează la limita conducției neîntrerupte. În acest caz $I_{Lmin}=0$, deci din relația (3.46) rezultă:

$$I_{SL} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1-\delta)^2 = \frac{U_I^2 \cdot U_S \cdot T}{2 \cdot L \cdot (U_I + U_S)^2} \tag{3.48}$$

Când tensiunea de intrare variază între U_{Imin}, respectiv U_{Imax}, factorul de umplere variază de la δ_{max} la δ_{min} (în ideea menținerii constante a tensiunii de ieșire).

Se demonstrează că, în această situație I_{SL}, atinge valoarea maximă când $\delta=\delta_{min}$.
Ca urmare :

$$I_{SL\max} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta_{\min} \cdot (1-\delta_{\min})^2 = \frac{U_{I\max}^2 \cdot U_S \cdot T}{2 \cdot L \cdot (U_{I\max} + U_S)^2} \tag{3.49}$$

3.5.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Conducția întreruptă, apare în momentul în care curentul minim prin bobină I_{Lmin} atinge valoarea zero, înainte ca tranzistorul să comute din nou. În ipoteza că randamentul $\eta=1$, rezultă că energia acumulată în bobină pe durata T_C este în întregime livrată sarcinii în intervalul de timp T_B. Ca urmare se poate scrie:

$$\frac{L \cdot I_{L\max}^2}{2} = P_S \cdot T \tag{3.50}$$

unde: $P_S = U_S \cdot I_S$ reprezintă puterea livrată sarcinii.

Pe de altă parte din (3.45) rezultă ($I_{Lmin}=0$) :

$$I_{L\max} = \frac{U_I \cdot T_C}{L} = \frac{U_I \cdot T \cdot \delta}{L} \tag{3.51}$$

Ținând cont de relația (3.51), relația (3.50) devine:

$$U_S \cdot I_S = \frac{U_I^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta^2 \tag{3.52}$$

Notând:

$$U_N = \frac{U_S}{U_I} \tag{3.53}$$

$$I_N = \frac{L \cdot I_S}{U_I \cdot T}$$

tensiunea de ieșire, respectiv curentul de sarcină normat relația (3.52) se poate scrie sub forma:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N} \tag{3.54}$$

Pe baza relațiilor (3.40) și (3.54) se pot ridica caracteristicile de ieșire $U_N = f(I_N, \delta)$ (figura 3.10) ale convertorului inversor pentru cele două regimuri de funcționare și diferite valori ale factorului de umplere. Linia punctată delimitează zona de conducție întreruptă, de zona de conducție neîntreruptă.

3.5.3 Dimensionarea elementelor componente

Bobina L

Din relația (3.49) rezultă imediat valoarea minimă necesară pentru

inductivitatea L, în ideea evitării conducției întrerupte, pentru o valoare limită dată a curentului de sarcină I_{SL}:

$$L_{min} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1-\delta) = \left(\frac{U_S \cdot U_I}{U_S + U_I}\right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_S} \tag{3.55}$$

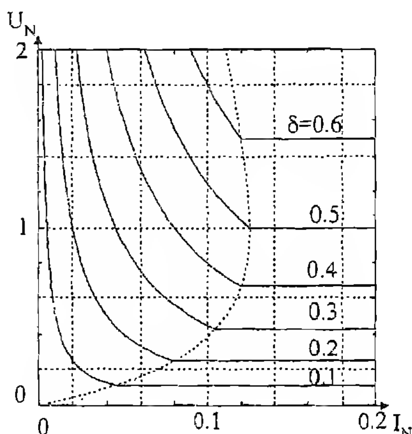


Fig. 3.10 Caracteristicile de ieșire

Pentru situația cea mai critică în cazul când U_I=U_{Imax} relația (3.55) devine:

$$L_{min} = \left(\frac{U_S \cdot U_{Imax}}{U_S + U_{Imax}}\right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_{S\,min}} \tag{3.56}$$

Tranzistorul

Pentru alegerea corespunzătoare a tranzistorului comutator ne interesează valorile maxime ale tensiunii și curentului prin acesta.

Din figura 3.9 rezultă imediat:

$$U_{T\,max} = U_{Imax} + U_S \tag{3.57}$$

Valoarea maximă a curentului se determină din relația (3.47):

$$I_{T\,max} = I_S \cdot \frac{1}{1-\delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{U_S}{U_I}\right) + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \tag{3.58}$$

Se demonstrează că situația cea mai critică apare în cazul în care factorul de umplere are valoarea maximă, adică tensiunea de intrare are valoarea minimă. Prin urmare relația (3.58) devine:

$$I_{T\,max} = \frac{P_{S\,max}}{U_S} \cdot \left(\frac{U_S + U_{Imin}}{U_{Imin}}\right) + \frac{U_{Imin} \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_S + U_{Imin}} \tag{3.59}$$

Dioda

La alegerea diodei, trebuie avute în vedere de asemena valorile maxime ale tensiunii şi curentului prin aceasta.

Din figura 3.9 rezultă imediat:

$$U_{D\max} = U_{T\max} \tag{3.60}$$

$$I_{D\max} = I_{T\max} \tag{3.61}$$

Valoarea medie maximă a curentului prin diodă este:

$$I_{Dmed\max} = I_{S\max} \tag{3.62}$$

Condesatorului de ieşire

O primă condiţie de alegere a condensatorului de ieşire este determinată de valoarea riplului tensiunii de ieşire. Forma de undă a curentului şi tensiunii pe condensator se pot observa în figura 3.9. S-a presupus condensatorul ideal (rezistenţa echivalentă serie şi inductivitatea parazită nule).

Se pot scrie relaţiile:

$$\Delta Q = I_S \cdot T_C \tag{3.63}$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \tag{3.64}$$

unde: ΔQ reprezintă variaţia sarcinii electrice acumulată în condensator, iar ΔU_S variaţia tensiunii de ieşire.

Din relaţiile (3.63) şi (3.64) rezultă:

$$C = \frac{I_{S\max} \cdot T_{C\max}}{\Delta U_S} \tag{3.65}$$

O a doua condiţie de alegere a condensatorului, o reprezintă valoarea efectivă a curentului prin acesta, valoare ce nu trebuie să depăşească valoarea dată în catalog. În cazul convertorului inversor, valoarea efectivă a curentului prin condensator este dată de relaţia [3]:

$$I_{Cef}^2 = \frac{I_S^2}{1-\delta} \cdot \left[\delta + \left(\frac{I_{SL}}{I_S \cdot \sqrt{3}}\right)^2\right] \cong (1{,}3 \cdot I_S)^2 \tag{3.66}$$

3.5.4 Exemplu de proiectare

Se dă: $U_S = -15V$;
$I_S = 2A$;
$I_{Smin} = 0.17A$;
$U_I = 12 \div 15V$;
$\Delta U_S = 0{,}150V_{vv}$;
$T = 40\ \mu s$.

Relaţiile ce descriu funcţionarea convertorului au fost determinate în condiţii ideale, considerându-se căderile de tensiune pe elementele comutatoare ca fiind nule. Pentru a obţine rezultate cât mai apropiate de realitate, trebuie să fie luate în calcul şi căderile de tensiune ce apar pe tranzitorul comutator (U_{CEsat}), rezistenţa ohmică a bobinei (U_{Rp}) . Tensiunea de intrare U_I se înlocuieşte cu valoarea U_I^* dată de relaţia:

$$U_I^* = U_I - U_{CEsat} - U_{Rp} \tag{3.67}$$

În ce priveşte tensiunea de ieşire, trebuie de asemenea ţinut seama de căderile de tensiune pe diodă (U_F) şi de asemenea de căderea de tensiune pe rezistenţa de pierderi a bobinei (U_{Rp}). Ca urmare tensiunea de ieşire U_S se înlocuieşte cu valoarea:

$$|U_S^*| = |U_S| + U_F + U_{Rp} \tag{3.68}$$

Ţinând cont de relaţiile (3.67) şi (3.68) rezultă:

$$U_{I\min}^* = 12V - 1V - 0{,}2V = 10{,}8V$$

$$U_{I\max}^* = 15V - 1V - 0{,}2V = 13{,}8V$$

$$|U_S^*| = 15V + 0{,}5V + 0{,}2 = 15{,}7V$$

Valoarea inductivităţii bobinei se află aplicând formula (3.56):

$$L_{\min} = \left(\frac{15{,}7V \cdot 13{,}8V}{15{,}7V + 13{,}8V}\right)^2 \cdot \frac{40\mu s}{2 \cdot 15{,}7V \cdot 0{,}17A} \cong 400\mu H$$

Tensiunea ce trebuie susţinută de tranzistor este:

$$U_{T\max} = U_{I\max} + U_S = 13{,}8V + 15{,}7V \cong 30V$$

iar curentul este dat de:

$$I_{T\max} = \frac{15{,}7V \cdot 2A}{15{,}7V} \cdot \left(\frac{15{,}7V + 10{,}8V}{10{,}8V}\right) + \frac{10{,}8V \cdot 40\mu s}{2 \cdot 400\mu H} \cdot \frac{15{,}7V}{15{,}7V + 10{,}8V} = 5{,}2A$$

Dioda trebuie să susţină aceeaşi tensiune şi curent ca şi tranzistorul. Valoarea medie a curentului prin diodă este:

$$I_{Dmed\max} = 2A$$

Condensatorul de ieşire trebuie, pe de o parte să aibă o anumită capacitate, iar pe de altă parte, rezistenţa serie R_C să nu fie prea mare, în vederea menţinerii unui riplu maxim, mai mic decât cel impus în datele de proiectare. De asemenea este important să se verifice în final dacă valoarea efectivă a curentului prin condensator este mai mică decât cea garantată de fabricant.

Capacitatea se poate calcula şi cu formula dată în [3] care ţine seama şi de regimul tranzitoriu:

$$C \geq 50 \cdot T \cdot \frac{I_{S\max}}{|U_S|} \tag{3.69}$$

Deoarece în convertoarele inversoare, energia este livrată spre sarcină pe durata de blocare a tranzistorului comutator, curentul prin diodă sare brusc de la valoarea 0 la valoarea maximă $I_{L\max}$. Acest curent este compus din curentul de sarcină I_S, şi curentul de incărcare al condesatorului ce produce o cădere de tensiune pe rezistenţa serie R_C al acestuia. Pe durata de conducţie a tranzitorului, tot curentul de sarcină este asigurat de condensator, producând din nou o cădere de tensiune pe rezistenţa R_C dar in sens opus. Căderea de tensiune vârf la vârf pe rezistenţa R_C este dată de relaţia:

$$\Delta U_{S(vv)} = (I_{L\max} - I_{S\max}) \cdot R_C + I_{S\max} \cdot R_C = I_{L\max} \cdot R_C \tag{3.70}$$

Din relaţia (3.69) se poate deduce valoarea capacităţii:

$$C \geq 50 \cdot 40\mu s \cdot \frac{2A}{15V} = 270\mu F$$

Calculată cu formula (3.65) capacitatea are valoarea:

$$C \geq \frac{2A \cdot 23{,}6\mu s}{0{,}15V} = 314\mu F$$

Se alege valoarea cea mai mare.
Pentru a indeplini relația (3.70) rezistența echivalentă serie trebuie să fie:

$$R_C \leq \frac{150mV}{5{,}4A} = 28m\Omega$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator va fi (3.66):

$$I_{Cef} = 1{,}3 \cdot 2A = 2{,}6A$$

3.6 Convertorul cc-cc ridicător (boost)

Convertorul cc-cc ridicător face parte tot din configurațiile clasice producând la ieșire o tensiune mai mare decât tensiunea de la intrare. Se compune din tranzistorul T cu rol de comutator, bobina L cu rol de acumulator de energie și condensatorul C cu rol de filtrare a tensiunii de ieșire (figura3.11).

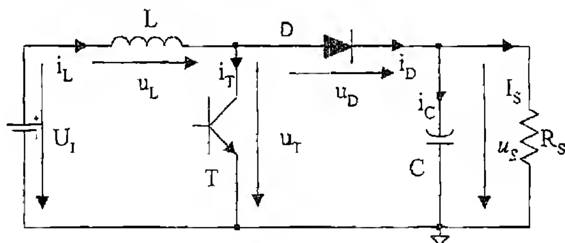


Fig. 3.11 Schema convertorului cc-cc ridicător.

Tranzistorul T comută periodic tensiunea U_I pe bobina L. Pe durata conducției tranzistorului T o parte din energia absorbită din U_I este stocată în L. Dioda D este polarizată invers și curentul I_S este asigurat de sarcina stocată în condensatorul C. Când tranzistorul T se blochează, tensiunea autoindusă în bobina L, deschide dioda D. Prin bobina L circulă acum curentul de sarcină și curentul de încărcare al condensatorului de ieșire.

Se va analiza și în acest caz funcționarea în regim staționar cu cele două moduri de funcționare:

a) funcționare în conducție neîntreruptă;

b) funcționare în conducție întreruptă.

Formele de undă prezentate în figura 3.12 descriu funcționarea convertorului cc-cc pentru cele două moduri.

Formele de undă au fost reprezentate in aceleași ipoteze simplificatoare ca și în cazul convertoarelor precedente:

-căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducție sunt nule;

-căderea de tensiune pe condensatorul de ieșire aproximativ constantă;

-rezistența bobinei și condensatorului este ≈ 0;

-timpii de comutare ai diodei și tranzistorului foarte mici în raport cu perioada de comutație T .

3.6.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În ipotezele enunțate mai sus se pot scrie următoarele relații:
-pe durata de conducție a tranzistorului (T_C):

$$U_L = U_I = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \tag{3.71}$$

-pe durata de blocare a tranzistorului (T_B):

$$U_L = -U_S + U_I = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \tag{3.72}$$

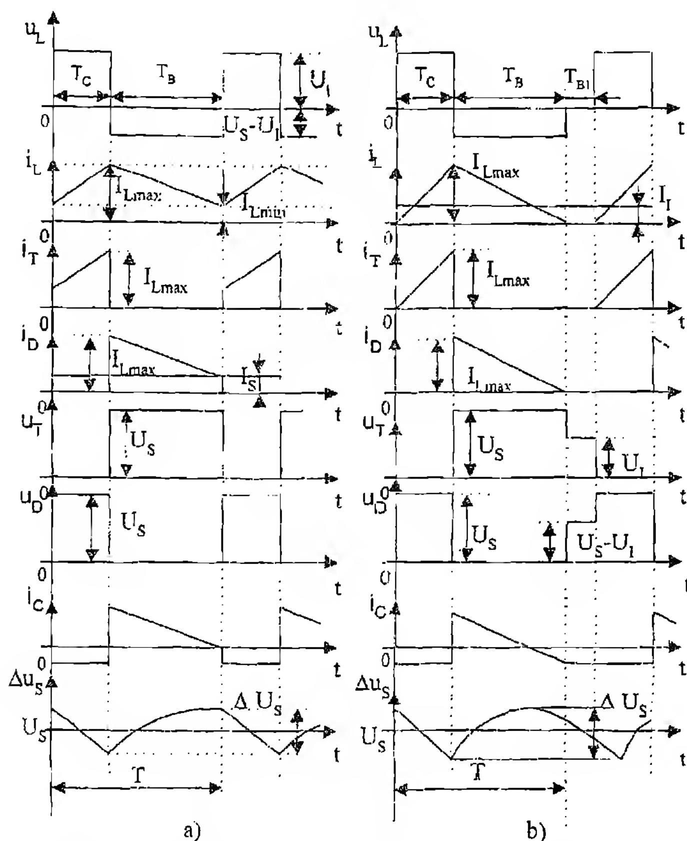


Fig.3.12 Curenții și tensiunile pentru convertorul c.c.-c.c. ridicător:
a) regim neîntrerupt;
b) regim întrerupt.

Ținând seama că în regim permanent valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă

avem:

$$U_I \cdot T_C = (U_S - U_I) \cdot T_B \tag{3.73}$$

de unde rezultă:

$$U_S = U_I \cdot \left(1 + \frac{T_C}{T_B}\right) = U_I \cdot \frac{1}{1-\delta} \tag{3.74}$$

$$T_C = T \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \tag{3.75}$$

$$T_B = T \cdot \frac{U_I}{U_S} \tag{3.76}$$

S-a ţinut cont că: $T = T_C + T_B$; $\delta = \frac{T_C}{T}$ (factorul de umplere).

Considerând I_S, ca fiind valoarea medie a curentului prin diodă se poate scrie (figura 3.12a):

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_S \cdot \frac{T}{T_B} \tag{3.77}$$

Din (3.71) şi (3.75) rezultă relaţia:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_I \cdot T_C}{L} = \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) = \Delta I_L \tag{3.78}$$

iar din (3.77) şi (3.78) rezultă:

$$I_{L\min} = I_S \cdot \frac{T}{T_B} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_S}{1-\delta} - \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \delta = I_S \cdot \frac{U_S}{U_I} - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \tag{3.79}$$

$$I_{L\max} = I_S \cdot \frac{T}{T_B} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_S}{1-\delta} + \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \delta = I_S \cdot \frac{U_S}{U_I} + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \tag{3.80}$$

Din relaţia (3.74) se observă că, în conducţie neîntreruptă, tensiunea de ieşire nu depinde de sarcină. De asemenea, forma curentului prin bobină nu este afectată de curentul de sarcină, aceasta deplasându-se în sus şi în jos după cum I_S creşte sau scade.

Dacă curentul de sarcină I_S scade spre o valoare limită I_{SL}, $I_{L\min}$ atinge valoarea zero. Convertorul se află la limita conducţiei întrerupte. Punând condiţia $I_{L\min}=0$ şi ţinând cont de (3.74) din relaţia (3.79) rezultă:

$$I_{SL} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1-\delta)^2 = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{U_I}{U_S}\right)^2 \cdot (U_S - U_I) \tag{3.81}$$

Când tensiunea de intrare variază între $U_{I\min}$ şi $U_{I\max}$ factorul de umplere variază între $\delta_{\max}$ şi $\delta_{\min}$ pentru a păstra constantă tensiunea de ieşire. Curentul I_{SL} variază, de asemenea între o valoare minimă şi una maximă. Se demonstrează că I_{SL} atinge valoarea maximă când $\delta=0.33$.

În acest caz:

$$I_{SL\max} = 0.074 \cdot \frac{T \cdot U_S}{L} \tag{3.82}$$

3.6.2. Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă $I_{Lmin}= 0$, înainte ca tranzistorul T să intre în conducție, convertorul funcționează în regim întrerupt.

Formele de undă ce descriu funcționarea în acest regim, sunt reprezentate în figura 3.12b.

Rampa crescătoare a curentului prin bobină nu se modifică față de cazul anterior, în schimb rampa descrescătoare devine mai abruptă cu descreșterea curentului I_S, deoarece U_S crește.

Neglijând pierderile din circuit putem scrie:

$$P_I = P_S \tag{3.83}$$

unde P_I, P_S reprezintă puterea absorbită respectiv debitată de convertor. Relația (3.83) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \tag{3.84}$$

unde: I_I este curentul mediu absorbit de convertor.

Ținând seama de figura 3.12b se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{L\max} \cdot (T_C + T_{B1})}{2 \cdot T} \tag{3.85}$$

Dar,

$$I_{L\max} = \frac{U_I \cdot T_C}{L} \tag{3.86}$$

și

$$T_{B1} = \frac{L}{U_S - U_I} \cdot I_{L\max} = \frac{U_I}{U_S - U_I} \cdot T_C \tag{3.87}$$

Înlocuind (3.86) și (3.87) în relația (3.85) se obține:

$$I_I = \frac{U_I \cdot U_S \cdot T_C^2}{2 \cdot L \cdot T \cdot (U_S - U_I)} \tag{3.88}$$

Revenind la relația (3.84) după câteva calcule simple se obține:

$$U_N = 1 + \frac{\delta^2}{2 I_N} \tag{3.89}$$

unde am am notat:

$$U_N = \frac{U_S}{U_I}$$
$$I_N = \frac{L \cdot I_S}{U_I \cdot T} \tag{3.90}$$

tensiunea de ieșire normată, respectiv curentul de sarcină normat.

Caracteristicile de ieșire a convertorului sunt reprezentate în figura 3.13.

Curba punctată delimitează zona de conducție întreruptă de zona de conducție neîntreruptă situată în dreapta ei.

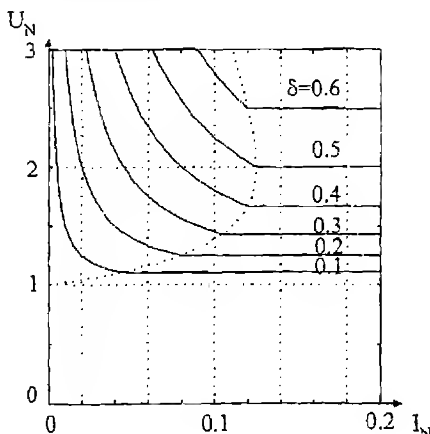


Fig. 3.13 Caracteristicile de ieşire.

3.6.3. Dimensionarea elementelor componente

Bobina (L)

Din relaţia (3.81) se poate determina inductivitatea minimă necesară, pentru evitarea conducţiei întrerupte, pentru o anumită valoarea dată I_{SL} a curentului de sarcină:

$$L_{min} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1-\delta)^2 = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \frac{U_I}{U_S} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \tag{3.91}$$

Când tensiunea de intrare variază, situaţia cea mai critică apare atunci când δ=0.3. În acest caz relaţia (3.91) devine:

$$L_{min} = 0.074 \cdot \frac{T \cdot U_S}{I_{SL}} \tag{3.92}$$

Tranzistorul T

Curentul maxim suportat de tranzistor este dat de relaţia:

$$I_{T\max} = I_{L\max} = \frac{I_S}{1-\delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \frac{U_S}{U_I} + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \tag{3.93}$$

În cazul în care tensiunea de intrare variază între U_{Imin} şi U_{Imax}, se demonstrează că, curentul prin tranzistor atinge valoarea maximă când $U_I=U_{Imax}$. Relaţia (3.93) devine:

$$I_{T\max} = \frac{P_{S\max}}{U_{Imin}} + \frac{U_{Imin}}{2 \cdot f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_{Imin}}{U_S}\right) \tag{3.94}$$

Tensiunea maximă rezultă imediat inspectând figura 3.12:

$$U_{T\max} = U_S \quad (3.95)$$

Dioda D

Curentul maxim şi tensiunea maximă suportate de diodă sunt:

$$I_{D\max} = I_{L\max} \quad (3.96)$$

$$U_{D\max} = U_{T\max} \quad (3.97)$$

Valoarea medie maximă a curentului prin diodă este :

$$I_{Dmed\max} = I_{S\max} \quad (3.98)$$

Condensatorul de ieşire C

Pentru calculul condensatorului se pleacă de la variaţia maximă admisă ΔU_S a tensiunii de ieșire. Variația tensiunii pe condensatorul de ieşire este reprezentată în figura 3.12 şi este similară cu cea întâlnită în cazul convertorului inversor.

În perioada de conducţie a tranzistorului T, condensatorul se descarcă cu un curent constant I_S. Prin urmare se pot scrie aceleaşi relaţii:

$$\Delta Q = I_S \cdot T_C \quad (3.99)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \quad (3.100)$$

unde: ΔQ reprezintă variaţia sarcinii electrice acumulată în condensator iar ΔU_S variaţia tensiunii de ieşire. Din relaţiile (3.99) , (3.100) rezultă:

$$C = \frac{I_S \cdot T_C}{\Delta U_S} = \frac{I_S}{\Delta U_S} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \quad (3.101)$$

Un alt element de care trebuie să ţinem seama la alegerea condensatorului este valoarea efectivă a curentului prin acesta.Valoarea efectivă a curentului prin condensator se obţine din relaţia [3]:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{I_S^2}{1-\delta} \cdot \left[\delta + \left(\frac{I_{SL}}{I_S \cdot \sqrt{3}}\right)^2\right]} \cong 1{,}3 \cdot I_S \quad (3.102)$$

3.6.4. Exemplu de proiectare

Se dă: $U_S = 30V$;
$I_{Smax} = 2{,}5A$;
$I_{Smin} = 0{,}4A$;
$\Delta U_S = 300mV$;
$U_I = 12V \div 15\% = 10{,}8V$ la $13{,}8V$;
$T = 40\mu s$.

Pentru o mai mare acurateţe a calculelor vom ţine cont şi de căderile de tensiune pe tranzistorul comutator, dioda D şi rezistenţa serie R_p a bobinei. Relaţiile ce descriu funcţionarea convertorului au fost deduse în condiţii ideale. Dacă ţinem cont şi de tensiunile parazite, vom înlocui tensiunile U_S şi U_I cu valorile:

$$U_S^* = U_S + U_F \quad (3.103)$$

$$U_I^* = U_I - U_{CEsat} - U_{Rp} \quad (3.104)$$

În cazul de față se pot calcula următoarele valori numerice:

$$U_S^{*} = 30V + 0.6V = 30,6V$$

$$U_{1min}^{*} = 10,2V - 0,6V - 0,2V = 9,4V$$

$$U_{1max}^{*} = 13,8V - 0,6V - 0,2V = 13V$$

Aplicând relația (3.82) rezultă :

$$L_{min} \geq 0.074 \cdot \frac{40\mu s \cdot 30,6V}{0,4A} = 226\mu H$$

Curentul maxim prin tranzistor conform relației(3.84) este:

$$I_{T\max} = \frac{76,5W}{9,4V} + \frac{9,4V}{2 \cdot 25kHz \cdot 226\mu H} \cdot \left(1 - \frac{9,4}{30,6V}\right) \cong 8,1A + 0,6A = 8,7A$$

iar tensiunea maximă suportată de acesta este dată de relația(3.91):

$$U_{T\max} = 30,6V$$

Tensiunea susținută de diodă este:

$$U_{D\max} = 30,6V$$

Curentul maxim este identic cu cel din tranzistor: 8,7A iar curentul mediu maxim este 2.5A.

Capacitatea C calculată cu (3.101) rezultă:

$$C = \frac{2,5A \cdot 40\mu s}{0,300V}\left(1 - \frac{9,4V}{30,6}\right) = 230V$$

Rezistența serie a condensatorului trebuie să fie conform (3.70):

$$R_C \leq \frac{300mV}{8,7A} = 34m\Omega$$

iar valoarea efectivă a curentului:

$$I_{Cef} \cong 1,3 \cdot 2,5A = 3,25A$$

Anexa

Calculul regimului tranzitoriu în cazul convertorului coborâtor

Se presupune ca apare un salt de curent ΔI_S. Ca urmare tensiunea de la ieșire variază brusc datorită rezistenței echivalente R_C a condensatorului de ieșire. Circuitul de comandă reacționează, modificând factorul de umplere de la valoarea δ la valoarea δ_m. Valoarea medie a tensiunii ce se aplică filtrului de ieșire are o variație (fig.a1):

$$\Delta U_I = U_I \cdot (\delta_m - \delta) = U_I \cdot \delta \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right) = U_S \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right) \qquad \text{(a1)}$$

Considerând, într-o primă aproximație că variația tensiunii de ieșire este mult mai mică decât variația tensiunii ΔU_I se poate scrie:

$$\Delta I_S = \frac{\Delta U_I}{L} \cdot t_r \qquad \text{(a2)}$$

unde t_r reprezintă timpul necesar curentului prin bobină să atingă noua sa valoare.

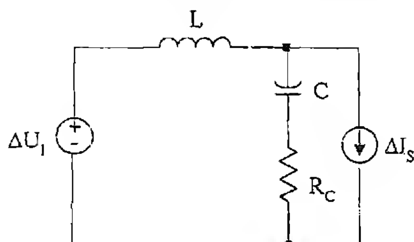


Fig. a1. Schema echivalentă pentru studiul regimului tranzitoriu.

Din relațiile (a1) și (a2) rezultă:

$$t_r = \frac{\Delta I_S \cdot L}{\Delta U_I} = \frac{\Delta I_S \cdot L}{U_S \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right)} \tag{a3}$$

Admițând o variație liniară a curentului mediu prin bobină, curentul prin condensator va avea expresia:

$$i_C(t) = -\Delta I_S + \frac{\Delta I_S \cdot t}{t_r} = \Delta I_S \left(\frac{t}{t_r} - 1\right) \tag{a4}$$

Tensiunea pe condensator (se ține cont și de rezistența echivalentă serie) este dată de relația:

$$\begin{aligned} u_C(t) &= \frac{\Delta I_S}{C} \int_0^t \left(\frac{t}{t_r} - 1\right) dt + \Delta I_S \cdot R_C \cdot \left(\frac{t}{t_r} - 1\right) = \\ &= \frac{t^2}{2 \cdot t_r} \cdot \frac{\Delta I_S}{C} - t \cdot \left(\frac{\Delta I_S}{C} - \frac{\Delta I_S \cdot R_C}{t_r}\right) - \Delta I_S \cdot R_C \end{aligned} \tag{a5}$$

Expresia are un maxim (negativ) pentru:

$$t_m = t_r - R_C \cdot C \tag{a6}$$

Dacă variația maximă admisă a tensiunii ce apare pe condensator este U_{Strmax}, atunci trebuie sa fie indeplinită relația:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot (t_r - R_C \cdot C)^2}{C \cdot t_r} + \Delta I_S \cdot R_C \le U_{Str\max} \tag{a7}$$

Membru stâng al relație (a7) s-a obținut înlocuind în expresia (a5) pe t cu t_m și considerând-o apoi în valoarea absolută.

Dezvoltând (a7) se obține:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot \left(t_r^2 - 2 \cdot t_r \cdot R_C \cdot C + (R_C \cdot C)^2\right)}{C \cdot t_r} + \Delta I_S \cdot R_C \le U_{Str\max} \tag{a8}$$

sau:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{C} + \frac{\Delta I_S \cdot R_C \cdot R_C \cdot C}{2 \cdot t_r} \le \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{C} + \frac{\Delta I_S \cdot R_C}{2} \le U_{Str\max} \tag{a9}$$

S-a ţinut de asemenea cont de faptul că: $R_C \cdot C \leq t_r$.

Din relaţia (a9) rezultă imediat:

$$C \geq \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{2 \cdot U_{S,r\max} - \Delta I_S \cdot R_C} \quad \text{(a10)}$$

Relaţia (a10) este aproximativă, capacitatea calculată rezultând cu o valoarea mai mare cu maxim 15% decât cea necesară. Expresia exactă se poate obţine din relaţia (a9) însă rezolvând o ecuaţie transcedentă.

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notiţe de curs, Cluj, 2001.
2. D. Petreuş, Ş.Lungu, *Surse în comutaţie-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. *** *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. Keith Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
9. I. A Pressmann, *Switching Power Supply Design*,Mc Graw-Hill, 1988.

Capitolul IV

CONVERTOARE CC-CC CU IZOLARE GALVANICĂ

4.1 Introducere

În multe aplicații, se impune introducerea unui transformator în structura convertorului cc-cc, în vederea realizării unei izolații galvanice între intrare şi ieşire. De exemplu, în convertoarele alimentate direct de la rețea această izolare este impusă de standarde interne şi internaționale. În mod normal, această izolație s-ar putea obține utilizând un trasformator la frecvența rețelei de 50 Hz. Datorită faptului că mărimea şi greutatea acestui transformator este invers proporțională cu frecvența, este de preferat să-l incorporăm direct în structura convertorului, facându-l astfel să lucreze la frecvențe de zeci, sute de kHz, dimensiunile sale fizice scăzând semnificativ.

De asemenea, sunt situații când trebuie convertită o tensiune continuă într-o a altă tensiune continuă, raportul între cele două fiind foarte greu de obținut cu un simplu convertor cc-cc. În aceste situații utilizarea unui transformator este absolut necesară. In sfârşit utilizarea trasformatoarelor în structura convertoarelor cc-cc, permite obținerea ieșirilor multiple prin simpla adaugare a unor înfăşurări suplimentare.

În acest capitol se vor studia cele mai importante convertoare cc-cc cu izolare galvanică, se vor prezenta relații de proiectare, justificarea unora însă se va face în capitolele 9 și 10 unde se vor prezenta metode mai elaborate de proiectare a transformatoarelor de înaltă frecvență utlizate în sursele în comutație.

4.2 Convertor cc-cc flyback cu izolare galvanică

Avantajul convertorului flyback, constă în primul rând în faptul că este cel mai ieftin şi simplu convertor cu izolare galvanică, având nevoie doar de un singur element inductiv.

Schema acestui convertor este prezentată în figura 4.1.

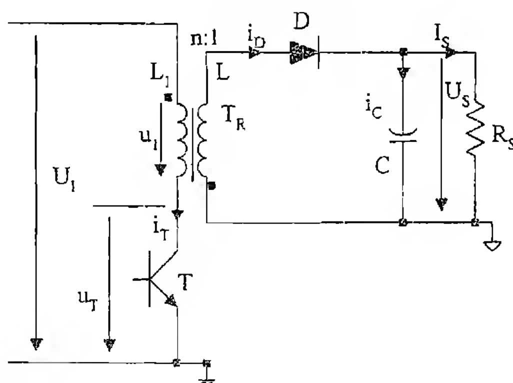


Fig. 4.1 Schema electrică.

Când tranzitorul T conduce, dioda D este blocată şi întreaga energie este stocată în primarul transformatorului T_R (curentul din primar creşte). În momentul când tranzistorul T se blochează, tensiunea pe înfăşurările transformatorului se inversează, dioda D începe să conducă, energia stocată în transformator fiind acum transmisă spre ieşire (scade curentul în secundar).

Se va analiza funcţionarea în regim staţionar, distingându-se două moduri de funcţionare:

a) conducţie neîntreruptă;

b) conducţie întreruptă.

Formele de undă corespunzătoare sunt reprezentate în figura 4.2.

Prin raportare la secundarul transformatorului, schema convertorului flyback se reduce la circuitul inversor (buck-boost) reprezentat în figura 4.3.

Ca urmare, relaţiile ce descriu funcţionarea convertorului flyback în cele două regimuri de conducţie se obţin din cele deduse în cazul convertorului buck-boost (vezi cap.3) prin simpla înlocuire a tensiunii U_I cu valoarea $\frac{U_I}{n}$, n fiind raportul de transformare primar/secundar.

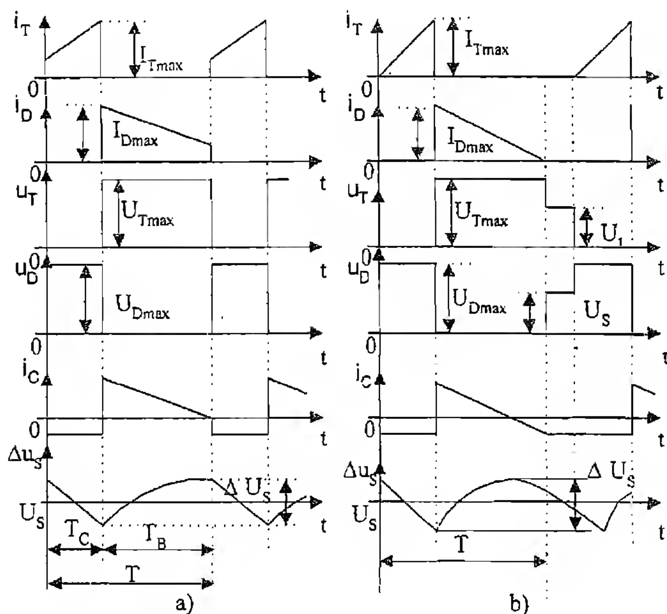


Fig. 4.2 Formele de undă:

a) conducţie neîntreruptă;

b) conducţie întreruptă.

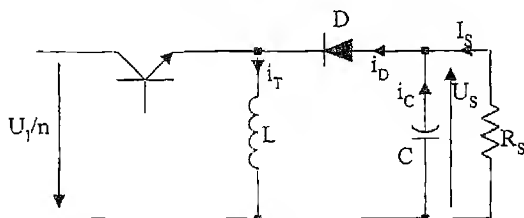


Fig. 4.3 Convertorul buck-boost echivalent.

În figura 4.4, s-a reprezentat forma curentului i_L reflectat în secundar. În realitate curentul curge alternativ în primar şi secundar astfel încât, transformatorul convertorului flyback nu transportă energie continuu ca un transformator obişnuit; el acumulează energie în prima parte a ciclului (durata T_C) şi o evacuează spre sarcină în partea a doua (durata T_B).

Când tranzistorul T conduce, tensiunea în secundar va fi U_I/n, iar panta curentului reflectat în secundar va fi $U_I/(n \cdot L)$.

Cu T blocat, tensiunea secundară este U_S şi panta curentului descrescător va fi U_S/L.

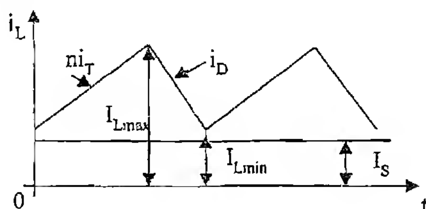


Fig. 4.4 Curentul reflectat în secundar.

4.2.1 Funcţionarea în conducţie neîntreruptă

În regim de conducţie neîntreruptă, curentul reflectat în secundar i_L nu atinge valoarea zero pe durata unei perioade de comutaţie (fig. 4.4).

Tensiunea de ieşire funcţie de tensiunea de intrare se obţine din relaţia:

$$U_S = \frac{U_I \cdot \delta}{n \cdot (1 - \delta)} \tag{4.1}$$

unde:

$\delta = \frac{T_C}{T}$ factorul de umplere.

Timpul de conducţie T_C, respectiv blocare T_B se determină cu relaţiile:

$$T_C = T \cdot \frac{n \cdot U_S}{U_I + n \cdot U_S} \tag{4.2}$$

$$T_B = T\cdot\frac{U_I}{U_I + n\cdot U_S} \tag{4.3}$$

Din relaţia (4.1) rezultă că, pentru regim de conducţie neîntreruptă tensiunea de ieşire este independentă de sarcină. De asemenea, forma curentului prin transformator nu se schimbă odată cu I_S, ci doar se deplasează în sus sau în jos după cum I_S creşte sau scade.

Curentul de sarcină, reprezentând valoarea medie a curentului prin diodă este dat de relaţia:

$$I_S = \frac{I_{L\min} + I_{L\max}}{2}\cdot\frac{T_B}{T} \tag{4.4}$$

Valoarea minimă, respectiv maximă a curentului i_L se obţine din:

$$I_{L\min} = \frac{I_S}{1-\delta} - \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta) = I_S\cdot\left(1+\frac{n\cdot U_S}{U_I}\right) - \frac{U_I\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\frac{n\cdot U_S}{U_I + n\cdot U_S} \tag{4.5}$$

$$I_{L\max} = \frac{I_S}{1-\delta} + \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta) = I_S\cdot\left(1+\frac{n\cdot U_S}{U_I}\right) + \frac{U_I\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\frac{n\cdot U_S}{U_I + n\cdot U_S} \tag{4.6}$$

Dacă I_S scade spre o valoare limită I_{SL}, curentul $I_{L\min}$ devine 0 şi convertorul se află la limita conducţiei neîntrerupte (figura 4.5a).Curentul de sarcină I_{SL} se determină din relaţia:

$$I_{SL} = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta)^2 = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot\left(\frac{U_I}{n\cdot U_S + U_I}\right)^2 \tag{4.7}$$

Când tensiunea de intrare variază de la $U_{I\min}$ la $U_{I\max}$, factorul de umplere variază de la δ_{max} la δ_{min} în ideea menţinerii constante a tensiunii de ieşire. Curentul I_{SL} atinge valoarea maximă când $\delta = \delta_{min}$. Ca urmare relaţia (4.7) devine:

$$I_{SL} = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta_{min})^2 = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot\left(\frac{U_{I\max}}{n\cdot U_S + U_{I\max}}\right)^2 \tag{4.8}$$

4.2.2. Funcţionarea în conducţie întreruptă

Dacă $I_S < I_{SL}$, convertorul intră în regim de conducţie întreruptă.

Panta pozitivă a curentului nu se schimbă, dar cea negativă devine mai abruptă cu descreşterea I_S, deoarece U_S creşte (figura 4.5b).

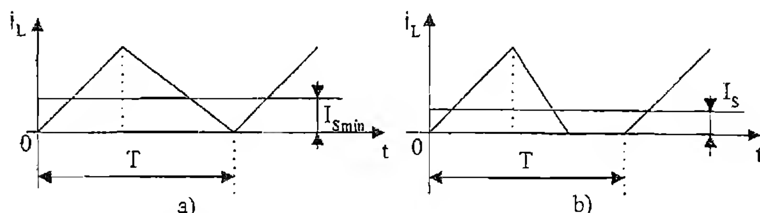


Fig. 4.5 Funcţionarea în conducţie întreruptă.
a)$I_S = I_{SL}$; b)$I_S < I_{SL}$;

Dacă se notează:

$$U_N = \frac{n \cdot U_S}{U_I} \tag{4.9}$$

$$I_N = \frac{n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \tag{4.10}$$

tensiunea de ieşire normată, respectiv curentul de sarcină normat pentru conducţie întreruptă avem:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N} \tag{4.11}$$

Figura 4.6 reprezintă caracteristicile de ieşire; linia punctată reprezintă limita dintre cele două moduri de funcţionare.

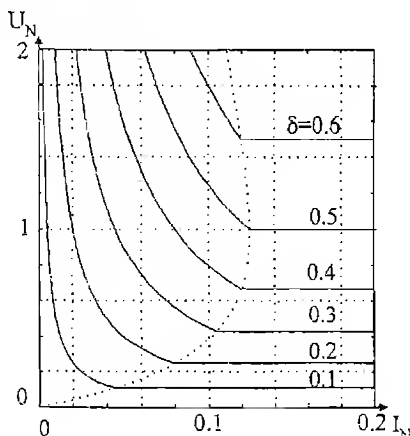


Fig. 4.6 Caracteristicile de ieşire.

4.2.3 Dimensionarea elementelor componente

Transformatorul T_R

Transformatorul nu lucrează ca unul obişnuit, ci combină funcţiile unui transformator cu cele ale unui şoc, ce are ca scop acumularea de energie.

Valoarea minimă a inductivităţii L a secundarului transformatorului T_R, necesară pentru evitarea regimului neîntrerupt se determină din relaţia :

$$L_{min} = \frac{U_{Imax} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_{SL}} \cdot \delta_{min} \cdot (1 - \delta_{min}) = \left(\frac{U_S \cdot U_{Imax}}{n \cdot U_S + U_{Imax}} \right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_{S\,min}} \tag{4.12}$$

Ţinând cont de relaţia (4.1) şi de faptul că în regim de pornire, tensiunea de intrare maximă poate corespunde cu factorul de umplere maxim, raportul de transformare n este se obţine din:

$$n = \frac{U_{Imax} \cdot \delta_{max}}{U_S \cdot (1 - \delta_{max})} \tag{4.13}$$

Volumul şocului este dat de expresia (vezi cap.10 şi [2], [3]):

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{L\max} \cdot L}{B_{Max}^2} \tag{4.14}$$

I_{Lmax} este determinat de sarcină, iar μ_e şi B_{max} (permeabilitatea efectivă şi inducţia maximă în şoc) depind de material.

Variaţia ΔB este determinată de riplu I_{Lmax}-I_{Lmin}; B_{max} corespunde curentului I_{Lmax}.

$$\Delta B = \frac{\left(I_{L\max} - I_{L\min}\right) \cdot B_{Max}}{I_{L\max}} \tag{4.15}$$

Asigurând un ΔB mic, pierderile în fier se micşorează.

Numărul de spire din secundar se determină cu relaţia:

$$N_S = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \tag{4.16}$$

unde: A_L este inductivitatea specifică.

Tranzistorul T

Tranzistorul T trebuie să fie astfel ales, încât să suporte tensiunea U_{Tmax} care poate să apară în timpul funcţionării, precum şi curentul maxim de colector. Curentul maxim prin tranzistor şi tensiunea colector-emitor maximă sunt date de relaţiile:

$$I_{T\max} = \frac{I_{L\max}}{n} = \frac{P_{S\max}}{n \cdot U_S} \cdot \left(\frac{n \cdot U_S + U_I}{U_{I\min}}\right) + \frac{U_{I\min} \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{n \cdot U_S}{n \cdot U_S + U_{I\min}} \tag{4.17}$$

$$U_{T\max} = \frac{U_{I\max}}{1 - \delta_{\min}} \tag{4.18}$$

Dioda D

Valoarea medie a curentului prin diodă este chiar curentul de sarcină I_S, iar valoarea maximă a curentului şi tensiunea inversă maximă sunt date de relaţiile:

$$I_{D\max} = \frac{I_{T\max}}{n} \tag{4.19}$$

$$U_{D\max} = \frac{U_{I\max}}{n} + U_S = \frac{U_{I\max}}{n} + \frac{U_{I\max}}{n} \cdot \frac{\delta}{1-\delta} = \frac{U_{I\max}}{n \cdot \left(1 - \delta_{\min}\right)} \tag{4.20}$$

Condensatorul de ieşire

Valoarea condensatorului este determinată de riplul permis la ieşire şi de răspunsul tranzitoriu dorit. De asemenea, trebuie să se verifice că valoarea efectivă a curentului prin condensator nu depăşeşte valoarea permisă, dată în foile de catalog.

Curentul şi tensiunea pe condensator sunt reprezentate în figura 4.2 (se neglijează rezistenţa echivalentă a condensatorului).Capacitatea necesară în funcţie de valoarea impusă a riplului ΔU_S se poate calcula cu formula :

$$C = \frac{T \cdot I_{S\max}}{\Delta U_S} \cdot \frac{n \cdot U_S}{U_{I\min} + n \cdot U_S} \tag{4.21}$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este dată de relația[3]:

$$I_{Cef}^2 = \frac{I_S^2}{1-\delta}\left[\delta + \left(\frac{I_{SL}}{I_S\sqrt{3}}\right)^2\right] \tag{4.22}$$

4.2.4. Exemplu de proiectare

Se dă:

$U_I = 48 \div 80V$;
$U_S = 12V$;
$I_S = 2 \div 25A$;
$\Delta U_S = 400mV$;
$T = 12,5\mu s$;

Convertorul lucrează în modul neîntrerupt, ceea ce presupune că energia stocată în primar pe perioada de conducție, nu este complet transferată spre sarcină. Ca urmare, curentul prin primarul transformatorului are o formă trapezoidală.

Relațiile ce descriu funcționarea convertorului au fost determinate în condiții ideale, considerându-se căderile de tensiune pe elementele comutatoare ca fiind nule. Pentru a obține rezultate cât mai apropiate de realitate, trebuie să fie luate în calcul și căderile de tensiune ce apar pe tranzitorul comutator (U_{CEsat}), rezistența ohmică a primarului transformatorului (U_{Rpp}) . Tensiunea de intrare U_I se înlocuieşte cu valoarea U_I^* dată de relația:

$$U_I^* = U_I - U_{CEsat} - U_{Rpp} \tag{4.23}$$

În ce priveşte tensiunea de ieşire trebuie de asemenea ținut seama de căderile de tensiune pe diodă (U_F) și de căderea de tensiune pe rezistența de pierderi a secundarului (U_{Rps}). Ca urmare tensiunea de ieşire U_S se înlocuieşte cu valoarea:

$$U_S^* = U_S + U_F + U_{Rps} \tag{4.24}$$

Ținând cont de relațiile(4.23) și (4.24) rezultă:

$$U_{I\min}^* = 48V - 1V - 0,2V = 46,8V$$

$$U_{I\max}^* = 80V - 1V - 0,2V = 78,8V$$

$$U_S^* = 12V + 0,7V + 0,2V = 12,9V$$

Transformatorul

Se admite o tensiune maximă pe tranzistor de 125V. Din relația (4.18) rezultă:

$$\delta_{\min} = 1 - \frac{U_{I\max}}{U_{T\max}} = 1 - \frac{78,8V}{125V} = 0,36\,;$$

Conform relației (4.13) raportul de transformare este:

$$n = \frac{78,8V \cdot 0,36}{12,9V \cdot (1 - 0,36)} = 3,4$$

Inductivitatea secundarului calculată cu relația (4.12) va fi:

$$L_{S\min} = \left(\frac{12{,}9V \cdot 78{,}8V}{3{,}4 \cdot 12{,}9V + 78{,}8V}\right)^2 \cdot \frac{12{,}5\mu s}{2 \cdot 24W} = 17{,}8\mu H$$

Factorul de umplere maxim este:

$$\delta_{\max} = \frac{3{,}4 \cdot 12{,}9V}{46{,}8V + 3{,}4 \cdot 12{,}9V} = 0{,}48$$

Curentul maxim prin secundar va fi :

$$I_{L\max} = 25A \cdot \left(1 + \frac{3{,}4 \cdot 12{,}9V}{46{,}8V}\right) + \frac{46{,}8V \cdot 12{,}5\mu s}{2 \cdot 17{,}8\mu H} \cdot \frac{3{,}4 \cdot 12{,}9V}{3{,}4 \cdot 12{,}9V + 46{,}8V} = 56{,}3A$$

Volumul miezului de ferită calculat cu relația (4.14) în ipoteză că μ_e =50 este:

$$V_e = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 50 \cdot \frac{(56{,}3A)^2 \cdot 17{,}8\mu H}{(0{,}3T)^2} = 39568mm^3$$

Se alege din catalog [9] miezul EC70 pentru care $A_L = 140nH/sp^2$ în ideea că se practică un intrefier de aproximativ 3mm.

Ca urmare numărul de spire din secundarul transformatorului rezultă imediat:

$$N_S = \sqrt{\frac{17{,}8\mu H}{140nH/sp^2}} = 11\,\text{spire}$$

iar numarul de spire din primar va fi:

$$N_P = N_S \cdot n = 11 \cdot 3{,}4 = 37\,\text{spire}$$

Tranzistorul

Tensiunea ce trebuie susținută de tranzistor trebuie sa fie mai mare de 125V iar curentul prin acesta va fi:

$$I_{T\max} \geq \frac{I_{L\max}}{n} = 16{,}5A$$

Dioda

Valoarea medie a curentului prin diodă este: 25A;

Curentul maxim transportat de dioda este 56,3A iar tensiunea suportată de aceasta este:

$$U_{D\max} \geq \frac{78{,}8V}{3{,}4 \cdot (1 - 0.36)} = 36{,}2V$$

Condensatorul de ieşire

Datorită curentului mare de ieșire, cea mai importantă caracteristică a condensatorului de ieşire este rezistența sa R_C . Riplul tensiunii de ieşire este de fapt dat de valoarea acestei rezistențe. Ca urmare trebuie să fie indeplinită condiția:

$$R_C \leq \frac{\Delta U_S}{I_{L\max}} = \frac{0{,}4V}{56{,}8A} = 7m\Omega$$

4.3. Convertor cc-cc cu transfer direct (forward)

Schema de principiu a convertorului este prezentată în figura 4.7.

Din schemă, se observă că sunt necesare două componente inductive: transformatorul T_R pentru izolaţie galvanică şi bobina L pentru stocarea energiei. Convertorul forward este foarte asemănător cu convertorul coborâtor din care de altfel este derivat. Pe durata de conducţie a tranzistorului T, curentul de magnetizare creşte liniar, stocându-se astfel energie în miezul transformatorului. Când tranzistorul se blochează, trebuie asigurată o cale pentru scurgerea curentului de magnetizare, altfel apar vârfuri de tensiune ce pot distruge tranzistorul T. Există mai multe soluţii pentru această problemă.Una din cele mai utilizate constă în includerea unei înfăşurări suplimentare ca în figura 4.7.

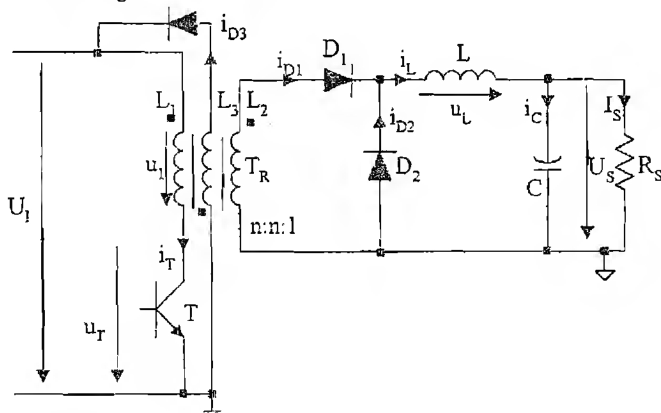


Fig. 4.7 Schema convertorului forward.

Cât timp tranzistorul T conduce, dioda D_1 fiind polarizată direct este de asemenea în conducţie, energia absorbită din sursă de intrare U_I fiind astfel transferată spre ieşire. La blocarea tranzistorului T, tensiunile pe înfăşurările transformatorului îşi schimbă polaritatea, astfel încât dioda D_1 se blochează. Pe baza energiei acumulate în bobina L, D_2 se deshide asigurându-se o cale pentru curentul din bobină.

D_3 cu cea de-a treia înfăşurare, asigură demagnetizarea transformatorului. Îndată ce T este blocat, curentul de magnetizare este transferat în înfăşurarea 3 şi energia acumulată este transferată spre intrare.

Această înfăşurare trebuie să fie strâns cuplată cu înfăşurarea primară pentru a elimina vârfurile de tensiune ce apar când tranzistorul se blochează.

Astfel tensiunea maximă suportată de tranzistor, se limitează la o valoare dublă faţă de tensiunea de intrare (când numărul de spire a înfăşurării 1 este egal cu numarul de spire al înfăşurării 3), dar factorul de umplere al tensiunii de comandă se limitează la o valoare ce nu poate depăşi 0,5 pentru a preveni saturaţia miezului (vezi şi fig.4.8).

Vom analiza şi acum funcţionarea în regim staţionar. În acest regim, vom distinge tot două moduri de funcţionare:

a) conducţie neîntreruptă (fig.4.9a);

b) conducție întreruptă (fig.4.9b).

4.3.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă.

În conducție neîntreruptă curentul prin bobina de șoc L, nu atinge valoarea zero pe durata de comutație T. Formele de undă corespunzătoare sunt prezentate în figura 4.8.

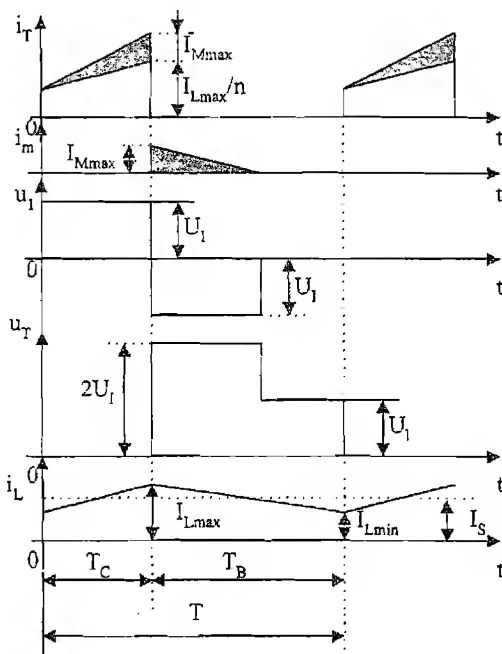


Fig. 4.8 Formele de undă.

Pe durata de conducție a tranzistorului (T_C) tensiunea pe bobina L este constantă, fiind dată de relația (fig. 4.8):

$$U_L = \frac{U_I}{n} - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \tag{4.25}$$

iar în perioada de blocare (T_B) de relația:

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \tag{4.26}$$

Deoarece în regim staționar valoarea medie a tensiunii pe bobina este zero, rezultă:

$$\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \tag{4.27}$$

de unde:

$$U_S = \frac{1}{n}\cdot\frac{T_C}{T}\cdot U_I = \frac{1}{n}\cdot\delta\cdot U_I \quad (4.28)$$

unde:

$T = T_B + T_C$ este perioada de comutație;

n -raportul de transformare primar/secundar;

$\delta = \frac{T_C}{T}$ - factorul de umplere.

Deoarece, în regim staționar, valoarea medie a curentului prin condensator este zero, curentul de sarcină este egal cu valoarea medie a curentului prin bobina L. Ca urmare, putem scrie:

$$I_S = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (4.29)$$

Din relația (4.26) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_S}{L}\cdot T_B = \frac{U_S\cdot T}{L}\cdot(1-\delta) = \frac{U_I\cdot T}{n\cdot L}\cdot\delta\cdot(1-\delta) = \Delta I_L \quad (4.30)$$

Din (4.29) și (4.30) se obține:

$$I_{L\min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta) = I_S - \frac{U_I\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\delta\cdot(1-\delta) \quad (4.31)$$

$$I_{L\max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta) = I_S + \frac{U_I\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\delta\cdot(1-\delta) \quad (4.32)$$

Se observă că în regim neîntrerupt, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Din relațiile (4.25) și (4.26) rezultă de asemenea că panta pozitivă, respectiv negativă ale curentului nu sunt afectate de valoarea I_S. Vom avea aceleași riplu al curentului atât în bobină cât și în condensatorul de ieșire, forma curentului prin bobină deplasându-se în sus și în jos după cum I_S crește sau scade (fig.4.9).

Dacă curentul de sarcină scade spre o valoare limită I_{SL}, convertorul se află la granița dintre conducția neîntreruptă și conducția întreruptă. În acest caz $I_{L\min}=0$, iar valoarea I_{SL} se determină din relația (4.31):

$$I_{SL} = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta) = \frac{U_I\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\delta\cdot(1-\delta) \quad (4.33)$$

Dacă tensiunea de intrare variază între $U_{I\min}$, respectiv $U_{I\max}$ factorul de umplere δ, trebuie de asemenea să varieze între δ_{max} și δ_{min} pentru a se menține constantă tensiunea de ieșire. Se poate demonstra că, curentul I_{SL} atinge valoarea maximă când $\delta = \delta_{min}$ respectiv $U_I = U_{I\max}$. Ca urmare relația (4.33) devine:

$$I_{SL\max} = \frac{U_S\cdot T}{2\cdot L}\cdot(1-\delta_{\min}) = \frac{U_{I\max}\cdot T}{2\cdot n\cdot L}\cdot\delta_{\min}\cdot(1-\delta_{\min}) \quad (4.34)$$

4.3.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă $I_S<I_{SL}$ intrăm în zona conducției întrerupte (fig.4.9b).

În ipoteza că pierderile din circuit sunt neglijabile se poate scrie:

$$P_I = P_S \quad (4.35)$$

unde:

P_I este puterea absorbită de convertor, iar P_S puterea livrată sarcinii.

Relația (4.35) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \tag{4.36}$$

unde: I_I este valoarea medie a curentului absorbit de convertor, valoare egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistor.

Dacă curentul de magnetizare, este suficient de mic încât se poate neglija, atunci din figura (4.10) se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{T\max} \cdot T_C}{2 \cdot L} \tag{4.37}$$

Dar:

$$I_{T\max} = \frac{\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_C}{n \cdot L} \tag{4.38}$$

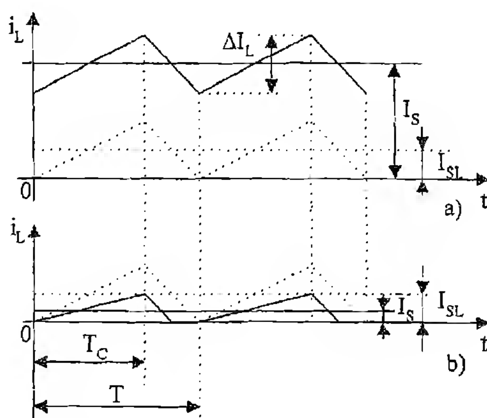


Fig. 4.9 Curentul prin bobină :
a) conducție neîntreruptă;
b) conducție întreruptă.

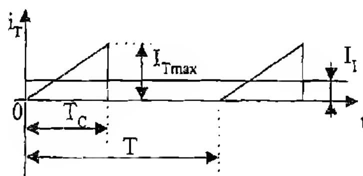


Fig. 4.10 Curentul prin tranzitor în conducție întreruptă.

Revenind la relația (4.37) rezultă:

$$I_I = \frac{\delta^2 \cdot T \cdot (U_I - n \cdot U_S)}{2 \cdot n^2 \cdot L} \tag{4.39}$$

După substituirea curentului I_1 în relația (4.36) se obține:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N + \delta^2} \tag{4.40}$$

unde:

$$U_N = \frac{n \cdot U_S}{U_I} \tag{4.41}$$

$$I_N = \frac{n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \tag{4.42}$$

sunt tensiunea de ieşire normată, respectiv curentul de sarcină normat.

Fig. 4.11 reprezintă caracteristicile de ieşire ale convertorului pentru cele două moduri de funcționare delimitate de linia punctată.

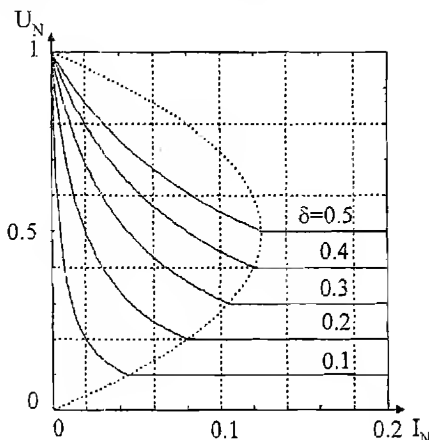


Fig. 4.11 Caracteristicile de ieşire.

4.3.3 Dimensionarea elementelor componente

Bobina L

Calculul inductivității L se poate face utilizând relațiile deduse la studiul convertorului cc-cc coborâtor. În cele ce urmează vom prezenta însă, o altă metodă.

Din relația (4.33) rezultă:

$$L = \frac{U_I \cdot (1-\delta) \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_{SL}} \tag{4.43}$$

Notând:

$$I_S = \xi \cdot I_{SL} \tag{4.44}$$

şi ţinând cont de (4.34) pentru cazul cel mai nefavorabil, relația (4.43) devine:

$$L_{min} = \xi \cdot \frac{U_{imax}(1-\delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_S} \tag{4.45}$$

Dacă ξ creşte, I_{SL} scade, ceea ce determină scăderea pierderilor în miezul

magnetic, dar cresc pierderile in înfăşurări şi timpul de răspuns în regim tranzitoriu. Ca un compromis se alege $\xi = 10 \div 15$.

Volumul miezului de ferită necesar, se determină cu relaţia:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{L\max}^2 \cdot L}{B_{\max}^2} \tag{4.46}$$

unde:

B_{max} reprezintă inducţia maximă;

μ_0 -permeabilitatea vidului $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$;

μ_e -permeabilitatea efectivă.

Numărul de spire necesar se calculează din relaţia(vezi cap.9 şi 10):

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot A_e}} \tag{4.47}$$

unde:

l_e -reprezintă lungimea efectivă a miezului şi

A_e -aria efectivă a miezului.

Transformatorul

Dacă raportul dintre inductivitatea primarului L_1 şi inductivitatea L reflectată în primar este λ, se poate scrie:

$$L_1 = \lambda \cdot n^2 \cdot L \tag{4.48}$$

Pentru a avea curent de magnetizare suficient de mic în raport cu curentul din bobina L reflectat în primar (usual10%), pentru λ se alege o valoare cuprinsă între 2 şi 6.

Volumul de miez necesar se determină cu relaţia:

$$V_{eT} = \mu_0 \cdot \mu_a \frac{I_{M\max}^2 \cdot L_1}{B_{\max}^2} \tag{4.49}$$

unde:

$I_{M\max} = \frac{n \cdot U_S \cdot T}{L_1}$ reprezintă valoarea maximă a curentului de magnetizare;

μ_a-permeabilatea de amplitudine [10].

Conform legii lui Faraday se poate scrie:

$$U_I = N_1 \cdot \frac{d\Phi_f}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{B_{\max}}{T_C} \tag{4.50}$$

unde:

N_1-reprezintă numărul de spire din primar;

Φ_f– fluxul fascicular;

A_e- aria efectivă a miezului transformatorului;

B_{max}- inducţia magnetică maximă.

Ţinând cont de (4.50), pentru situaţia cea mai nefavorabilă (când tensiunea de intrare şi factorul de umplere au valori maxime, situaţie intâlnită in regim tranzitoriu) numărul de spire al înfăşurării primare se obţine din relaţia:

$$N_1 = \frac{U_{1max} \cdot \delta_{max} \cdot T}{A_e \cdot B_{max}} \tag{4.51}$$

Din relaţia (4.28) se poate determina raportul de transformare al transformatorului:

$$n = \frac{\delta_{max} \cdot U_{1max}}{U_S} \tag{4.52}$$

Tranzistorul

După cum s-a arătat U_{Tmax} atinge valoarea maximă $2 \cdot U_{1max}$. Se alege un tranzistor având $U_{Tmax} \geq 2{,}2\, U_{1max}$.

Din analiza figurii 4.8 se deduce:

$$I_{T\max} = \frac{I_{L\max}}{n} + I_{M\max} = \frac{I_{L\max}}{n} + \frac{n \cdot U_S \cdot T}{L_1} \tag{4.53}$$

Luând în considerare relaţiile (4.28), (4.44) şi (4.48), relaţia (4.53) devine:

$$I_{T\max} = \frac{I_S}{n} \cdot \left(1 + \frac{1}{\xi} + \frac{2}{\lambda \cdot \xi \cdot (1 - \delta_{min})}\right) \tag{4.54}$$

Dacă $\xi = 15$ şi $\lambda = 2$ se obţine:

$$I_{T\max} = 1.16 \cdot \frac{I_S}{n} \tag{4.55}$$

Diodele

Dioda D_3 asigură demagnetizarea transformatorului. Trebuie să îndeplinească condiţiile:

$$U_{D\max} \geq 2 \cdot U_{1max} \tag{4.56}$$

$$I_{D\max} \geq I_{M\max} \tag{4.57}$$

Tensiunea inversă maximă pentru diodele D_1, D_2 este:

$$U_{D\max} = \frac{U_{1max}}{n} = \frac{U_S}{\delta_{min}} \tag{4.58}$$

Curentul maxim suportat de diodele D_1, D_2 este dat de relaţia:

$$I_{D\max} = I_{L\max} = I_{S\max} + I_{SL} = I_{S\max} \cdot \left(1 + \frac{1}{\xi}\right) \tag{4.59}$$

Pentru ξ=15 rezultă:

$$I_D = 1.07 \cdot I_{S\max} \tag{4.60}$$

Condensatorul de ieşire C

In ipoteza că se neglijează elementele parazite ale condensatorului (rezistenţa echivalentă serie şi inductanţa echivalentă serie) formele de undă ale curentului şi riplul tensiunii sunt figurate în figura 4.12.

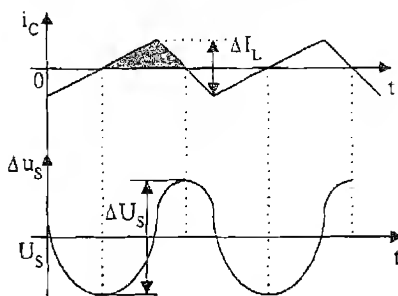


Fig. 4.12 Curentul şi tensiunea pe condensator.

Cantitatea de sarcină acumulată în condensator este (suprafaţa haşurată):

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{8} \cdot \Delta I_L \cdot T \tag{4.61}$$

de unde:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 \cdot \Delta U_S} \tag{4.62}$$

Ţinând cont de relaţia (4.30) rezultă:

$$C = \frac{U_{1max} \cdot (1 - \delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T^2}{8 \cdot n \cdot L \cdot \Delta U_C} \tag{4.63}$$

La alegerea condensatorului, trebuie să ţinem seama de asemenea, de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul.

Expresia acestuia este[3]:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_C^2 dt} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = \frac{I_S}{\xi \cdot \sqrt{3}} = 0.04 \cdot I_S \tag{4.64}$$

4.3.4.Exemplu de proiectare

Se dă:

$P_S = 300W$;
$U_{1min} = 140V$;
$U_S = 5V$;
$I_S = 60A$;
$T = 25\mu s$;

În ipoteza că alimentarea convertorului se face de la tensiunea alternativă de 220V şi admiţând o variaţie a acesteia cu +10% , respectiv –15% se deduce:

$$U_{1max} + 2 \cdot U_F = 220V \cdot \sqrt{2} \cdot 1{,}1 = 341{,}2V$$

unde: $U_F = 0{,}7V$ şi reprezintă căderea de tensiune pe o diodă din redresorul în punte ce alimentează convertorul. Ca urmare:

$$U_{1max} \cong 340V$$

Admițând un riplu al tensiunii redresate de 50V și ținând cont și de faptul că tensiunea poate scădea cu 15% rezultă:

$$U_{min} + 2 \cdot U_F = 220V \cdot \sqrt{2} \cdot 0{,}85 - 50V = 213V$$

Se poate considera:

$$U_{Imin} \cong 210V$$

Dacă se ține cont de căderea de tensiune pe dioda D_1 (U_{F1}) și pe rezistența serie echivalentă a inductorului L (R_p), tensiunea de ieșire U_S se înlocuiește cu:

$$U_S^* = U_S + U_{F1} + U_{Rp} = 5V + 0{,}5V + 0{,}2V = 5{,}7V$$

Factorul de umplere minim se calculează cu relația:

$$\delta_{min} = \delta_{max} \cdot \frac{U_{min}}{U_{Imax}} = 0{,}45 \cdot \frac{210V}{340V} = 0{,}28$$

S-a ținut seama de relația (4.28) și de faptul că $\delta_{max} = 0{,}45$;

Conform relației (4.52) raportul de transformare al transformatorului T_R va fi:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\delta_{max} \cdot U_{Imax}}{U_S^*} = \frac{0{,}45 \cdot 340}{5{,}7} = 26{,}8\,;$$

În proiectul respectiv s-a considerat: $N_1 = N_3$;

Bobina L

Conform relației (4.45) inductivitatea bobinei rezultă:

$$L_{min} = \xi \cdot \frac{U_{Imax}(1-\delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_S} = 15 \cdot \frac{340V \cdot (1-0{,}28) \cdot 0{,}28 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 26{,}8 \cdot 60A} \cong 8\mu H$$

Curentul maxim prin bobină conform relației (4.32) este:

$$I_{Lmax} = 60A + \frac{340 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 26{,}8 \cdot 8\mu H} \cdot 0{,}28 \cdot (1-0{,}28) = 60A + 4A \cong 64A$$

Volumul miezului de ferită necesar se calculează din relația (4.46) cu $\mu_e = 50$. Rezultă:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{Lmax}^2 \cdot L}{B_{max}^2} = 4 \cdot 3{,}14 \cdot 10^{-7}\,\frac{H}{m} \cdot 50 \cdot \frac{64{,}4^2 \cdot 8\mu H}{(0{,}2T)^2} \geq 52cm^3$$

Transformatorul T_R

Conform relației (4.48), considerând $\lambda = 3$ inductivitatea primarului va rezulta:

$$L_1 = 3 \cdot 26{,}8^2 \cdot 8\mu H = 17mH$$

Curentul de magnetizare maxim are valoarea:

$$I_{Mmax} = \frac{n \cdot U_S^* \cdot T}{L_1} = \frac{26{,}8 \cdot 5{,}7V \cdot 25\mu s}{17mH} = 0{,}224A$$

Volumul de ferită necesar conform relației (4.49) rezultă:

$$V_{eT} = \mu_0 \cdot \mu_a \frac{I_{Mmax}^2 \cdot L_1}{B_{max}^2} = 4 \cdot 3{,}14 \cdot 10^{-7} \cdot 1500 \cdot \frac{(0{,}224A)^2 \cdot 17mH}{(0{,}2T)^2} \geq 40cm^3$$

Permeabilitatea de amplitude μ_a se consideră 1500.

Din foile de catalog [9] se alege miezul E55 având următoarele caracteristici:

$V_e = 43700 cm^3$

$l_e = 123 mm$

$A_e = 354 mm^2$

$A_{min} = 349 mm^2$

Numărul de spire din primar calculat cu relația (4.51) este:

$$N1 = \frac{340V \cdot 0{,}45 \cdot 25\mu s}{349mm^2 \cdot 0{,}2T} = 55 spire$$

Numărul de spire din secundarul transformatorului este:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{55}{26{,}8} \cong 2 spire$$

Numărul de spire din înfăşurarea auxiliară este egal cu numărul de spire din primar.

Tranzistorul

Tensiunea susținută de tranzistor trebuie sa fie:

$$U_{T\max} \geq 2{,}2 \cdot 340 = 740V$$

iar curentul (4.53):

$$I_{T\max} = \frac{64A}{26{,}8} + 0{,}224 = 2{,}6A$$

Diodele

Dioda D_3 trebuie să îndeplinească condițiile:

$$U_{D\max 3} \geq 2 \cdot 340V = 720V$$

$$I_{D\max 3} \geq 0{,}224A$$

Diodele D_1 şi D_2 trebuie să indeplinească condițiile:

$$U_{D\max} \geq \frac{5{,}7V}{0{,}28} \cong 21V$$

$$I_{D\max} \geq 64{,}2A$$

Condensatorul C

Conform relației (4.63) valoarea condensatorului rezultă:

$$C = \frac{340V \cdot (1-0{,}28) \cdot 0{,}28 \cdot (25\mu s)^2}{8 \cdot 26{,}8 \cdot 0{,}15V \cdot 8\mu H} = 166\mu F$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este:

$$I_{Cef} = \frac{60A}{15 \cdot \sqrt{3}} \cong 2{,}3A$$

4.4 Convertor cc-cc în contratimp (push-pull)

Convertorul cc-cc în contratimp are schema prezentată în figura 4.13. Un convertor c.c.-c.c. în contratimp e alcătuit din două comutatoare active care funcționează

în antifază; prima secvență tranzistorul T_1 deschis și T_2 închis implică conducția diodei D_2 și blocarea diodei D_1; a doua secvență T_1 închis și T_2 deschis, presupune conducția diodei D_1 și blocarea diodei D_2. Diodele D_1 și D_2 redresează tensiunea din secundarul transformatorului și energia este livrată o parte sarcinii R_s, iar o parte este stocată în bobina L.

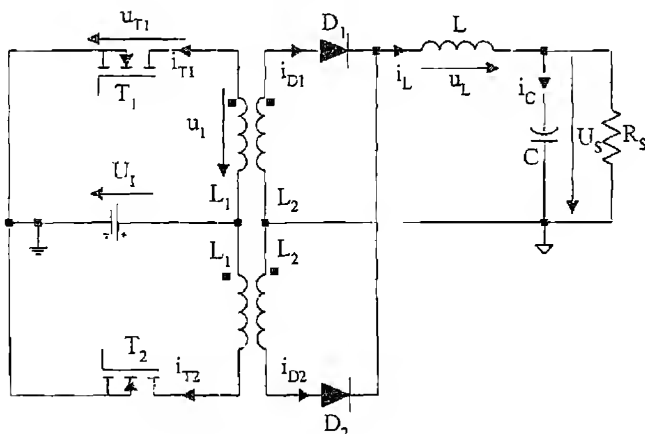


Fig. 4.13 Schema convertorului push-pull.

Pe durata intervalului când cele două tranzistoare T_1 și T_2 sunt blocate, secundarul transformatorului este scurtcircuitat de cele două diode D_1 și D_2 aflate ambele în stare de conducție pe baza energiei acumulate în bobina L.

Analiza funcționarii se face pentru regim staționar, identificându-se două moduri de funcționare:

a) conducție neîntreruptă;

b) conducție întreruptă.

4.4.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina L nu atinge valoarea zero pe durata unui ciclu. Formele de undă sunt prezentate în figura 4.14.

Pe durata de conducție a unui tranzistor (T_C) tensiunea pe bobină este constantă fiind dată de relația:

$$U_L = \frac{U_I}{n} - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \tag{4.65}$$

- iar pe durata de blocare (T_B) de relația:

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \tag{4.66}$$

Deoarece în regim staționar valoarea medie a tensiunii pe bobina L este zero se poate scrie:

$$\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \tag{4.67}$$

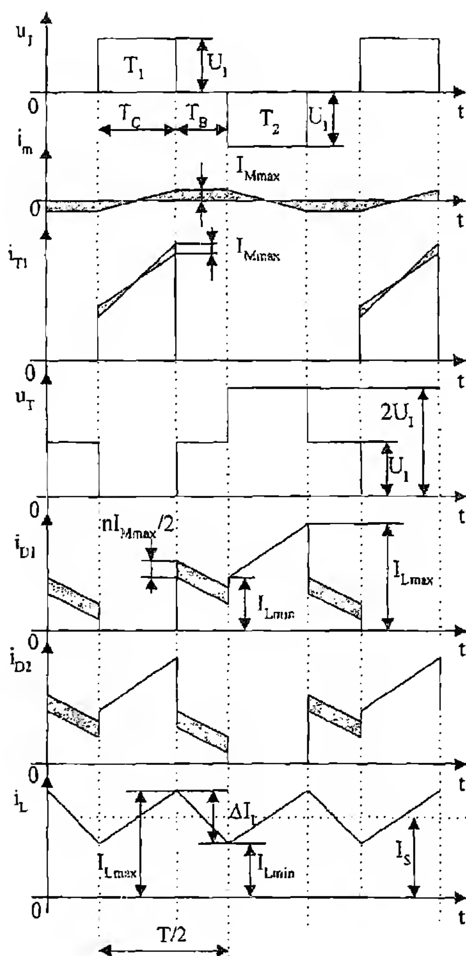


Fig. 4.14 Formele de undă.

de unde rezultă:

$$U_S = \frac{U_I}{n} \cdot \frac{T_C}{T_C + T_B} = \frac{U_I}{n} \cdot 2 \cdot \delta \tag{4.68}$$

unde:

$T_C + T_B = \frac{T}{2}$;

$\delta = \frac{T_C}{T}$ -factorul de umplere;

n-raportul de transformare primar/ secundar.

Pentru a evita conducția simultană a tranzistoarelor T_1 și T_2, se impune condiția $\delta_{max} \leq 0,5$.

Deoarece, în regim staționar, valoarea medie a curentului prin condensator este zero, curentul de sarcină va fi egal cu valoarea medie a curentului prin bobină. Putem scrie:

$$I_S = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \tag{4.69}$$

unde: I_S este curentul de sarcină.

Din relația (4.65) și (4.68) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{\frac{U_I}{n} - U_S}{L} \cdot T_C = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) = \Delta I_L \tag{4.70}$$

Tinând cont de (4.69) și (4.70) obținem:

$$I_{L\min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \tag{4.71}$$

$$I_{L\max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \tag{4.72}$$

Pe durata conducției unui tranzistor, curentul de magnetizare crește liniar de la $-\frac{\delta \cdot U_I \cdot T}{2 \cdot L_1}$ la $+\frac{\delta \cdot U_I \cdot T}{2 \cdot L_1}$. Când acesta se blochează, curentul de magnetizare este forțat să circule prin diodele D_1 și D_2 (partea hașurată din formele de undă ale curenților i_{D1} și i_{D2}). Astfel, curentul de sarcină și curentul de magnetizare se adună într-o diodă și se scad în cealaltă. Pentru a determina curenții în diode, scriem legea conservării fluxului magnetic.Considerăm momentul (0-), momentul dinaintea blocării trazistorului T_1. La momentul (0-) conduce tranzistorul T_1 și dioda D_2, iar după blocare, la momentul (0+) ambele tranzistoare fiind blocate, conduc diodele D_1 și D_2.

În cele două situații se poate scrie:

$$\begin{aligned} \phi_{L2}(0-) &= L_2 \cdot i_{L2} - M_{12} \cdot i_{T1} \\ \phi_{L2}(0+) &= L_2 \cdot i_{D2} - M_{22} \cdot i_{D1} \end{aligned} \tag{4.73}$$

unde:

M_{12} este inductivitatea mutuală între L_1 și L_2.

M_{22} este inductivitatea mutuală între L_2 și L_2.

Din egalitatea $\phi(0-) = \phi(0+)$ rezultă:

$$i_{D1} - i_{D2} = i_L - \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot i_{T1} = i_L - \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{T1} \tag{4.74}$$

S-a ținut cont de faptul că în cazul cuplajului perfect au loc relațiile: $M_{12} = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$,

$M_{22} = \sqrt{L_2 \cdot L_2}$ şi $\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}$. Pe de altă parte, fluxul în bucla care conţine tranzistorul T_1 are valoarea:

$$\phi_{L1}(0-) = L_1 \cdot i_{T1} - M_{21} \cdot i_L \tag{4.75}$$

Ţinând cont de definiţia *curentului de magnetizare*(acel curent care străbătând numai spirele primarului produce o solenaţie egală cu solenaţia rezultată într-un regim oarecare) relaţia(4.75) se mai poate scrie:

$$\phi_{L1}(0-) = L_1 \cdot i_m \tag{4.76}$$

Din egalitatea relaţiilor (4.75) şi (4.76) după câteva calcule simple rezultă:

$$i_m = i_{T1} - \frac{N_2}{N_1} \cdot i_L \tag{4.78}$$

de unde:

$$i_{T1} = i_m + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_L \tag{4.79}$$

Conform relaţiei (4.79) curentul printr-un tranzistor va fi egal cu suma dintre curentul de magnetizare şi curentul din secundar reflectat în primar.

Din relaţiile(4.74) şi (4.79) avem:

$$i_{D1} - i_{D2} = -\frac{N_1}{N_2} \cdot i_m = -n \cdot i_m \tag{4.80}$$

Pe de altă parte:

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L \tag{4.81}$$

Din relaţiile(4.80) şi (4.81) se va obţine:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} + \frac{n \cdot i_m}{2} \tag{4.82}$$

$$i_{D2} = \frac{i_L}{2} - \frac{n \cdot i_m}{2} \tag{4.83}$$

Dacă curentul de sarcină scade sub o anumită limită I_{SL} curentul prin diode este insuficient să poată trasporta şi curentul de magnetizare (de sens opus). Prin urmare apare fenomenul de conducţie întreruptă. Putem scrie:

$$i_{D2} = 0 \tag{4.84}$$

condiţie echivalentă cu (vezi şi figura 4.14):

$$I_{L\min} = n \cdot I_{M\max} \tag{4.85}$$

Considerând $L_2 = \lambda \cdot L$ unde λ=4÷8 rezultă $L_1 = n^2 \cdot \lambda \cdot L$ respectiv:

$$I_{M\max} = \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T_C}{2} = \frac{U_I \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot n^2 \cdot \lambda \cdot L} \tag{4.86}$$

Din relaţiile (4.71) şi (4.85) şi (4.86) se obţine:

$$I_{SL} = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta\right) \tag{4.87}$$

Când U_I variază între U_{Imin}, respectiv U_{Imax} pentru a menţine tensiunea de ieşire constantă factorul de umplere trebuie să varieze între δ_{max} şi δ_{min}. În această situaţie I_{SL}

atinge valoarea maximă, când $\delta = \delta_{min}$ adică, $U_I = U_{Imax}$. Relația (4.87) devine:

$$I_{SL.max} = \frac{U_{Imax} \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta_{min}}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min}\right) \tag{4.88}$$

4.4.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă curentul de sarcină $I_S < I_{SL}$, convertorul intră în regim de conducție întreruptă.

Formele de undă pentru curentul de intrare și curentul de ieșire ce descriu conducția întreruptă, când neglijăm curentul de magnetizare sunt prezentate în figura 4.15 :

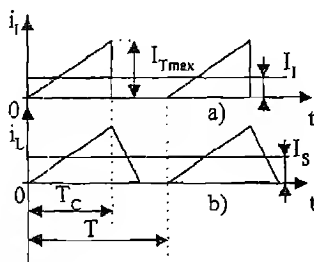


Fig. 4.15 a) curentul de intrare;
b) curentul prin bobina L.

In ipoteza unui randament $\eta=1$ se poate scrie relația:

$$P_I = P_S \tag{4.89}$$

unde:

P_I este puterea absorbită de convertor, iar P_S reprezintă puterea debitată în sarcină. Relația (4.89) se mai poate scrie sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \tag{4.90}$$

unde: I_I este valoarea medie a curentului absorbit de convertor

În ideea neglijării curentului de magnetizare, conform figurii 4.15, rezultă:

$$I_I = \frac{I_{Tmax} \cdot T_C}{T} \tag{4.91}$$

Dar:

$$I_{Tmax} = \frac{\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_C}{n \cdot L} \tag{4.92}$$

Revenind la relația (4.91) se obține:

$$I_I = \frac{\left(U_I - n \cdot U_S\right)}{n^2 \cdot L} \cdot \delta^2 \tag{4.93}$$

Notând cu:

$$U_N = \frac{n \cdot U_S}{U_I}$$
$$I_N = \frac{n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \qquad (4.94)$$

tensiunea de ieşire normată şi curentul de sarcină normat după câteva calcule simple rezultă:

$$U_N = \frac{\delta^2}{I_N + \delta^2} \qquad (4.95)$$

Caracteristicile de ieşire ale convertorului pentru $\lambda>>1$ sunt prezentate în figura 4.16. Linia punctată, delimitează zona de conducţie neîntreruptă de zona de conducţie întreruptă.

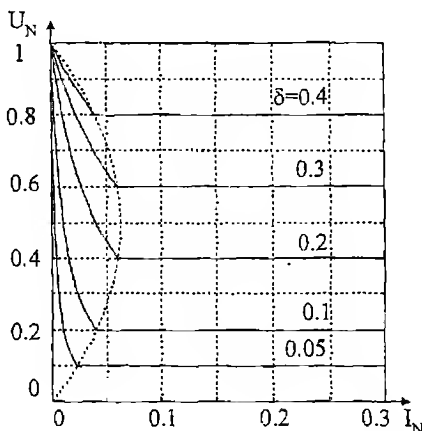


Fig. 4.16 Caracteristicile de ieşire.

4.4.3 Dimensionarea elementelor componente

Bobina L

Din relaţia (4.88), inductivitatea minimă a bobinei L, necesară pentru evitarea conducţiei întrerupte, pentru o valoare dată a curentului I_{SL} se calculează cu relaţia

$$L = \frac{U_{Imax} \cdot T}{n \cdot I_{SL}} \cdot \frac{\delta_{min}}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min}\right) \qquad (4.96)$$

iar volumul miezului de ferită necesar la realizarea bobinei se calculează cu formula:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{Lmax}^2 \cdot L}{B^2_{max}} \qquad (4.97)$$

unde :

B_{max} –reprezintă inducţia maximă;

$\mu_0=4\pi.10^{-7}$ H/m;
μ_e-permeabilitatea relativă efectivă.

Transformatorul

Convertoarele flyback şi forward utilizează doar jumătate din curba B-H. Deoarece în convertoarele push-pull este utilizată toată curba de magnetizare, ne-am aştepta ca volumul de miez să fie înjumătăţit. Nu se întâmplă aşa din următoarele motive:

- creşte curentul de magnetizare la curent mic de sarcină;
- magnetizare asimetrică datorită, de exemplu, timpilor de conducţie inegali ai tranzistoarelor.

De aceea, dacă nu se ia nici o măsură pentru a reduce asimetria, variaţiei curentului de magnetizare de la $-I_{Mmax}$ la $+I_{Mmax}$ ar trebui să-i corespundă în calcule valori ale inducţiei cuprinse între $-B_{max}/2$ şi $+B_{max}/2$ pentru sursele mai performante, lucru ce determină mărirea volumului miezului de două ori.

În alte cazuri mai puţin pretenţioase se pot alege valori cuprinse între $\pm B_{max}/2$ şi $\pm B_{max}$.

Dacă valoarea inducţiei corespunzătoare curentului de magnetizare I_{Mmax} este $B_{max}/2$, volumul miezului transformatorului va fi:

$$V_{CT} = 4 \cdot \mu_0 \cdot \mu_a \cdot \frac{I^2_{M\max} \cdot L_l}{B^2_{Max}} \tag{4.98}$$

unde:

μ_a-reprezintă permeabilitatea de amplitudine;

Pornind de la relaţia (4.68), raportul de trasformare se determină din:

$$n = \frac{U_{1\min} \cdot 2 \cdot \delta_{\max}}{U_S} \tag{4.99}$$

Conform legii lui Faraday avem:

$$U_l = N_1 \cdot \frac{d\phi_f}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{B_{\max}}{2 \cdot T_C} \tag{4.100}$$

unde:

A_e –aria efectivă a miezului (dată în foile de catalog);

ϕ_f – fluxul fascicular;

N_1-numărul de spire în primar.

Din relaţia (4.100) pentru cazul cel mai nefavorabil, numărul de spire din primar se poate calcula cu relaţia:

$$N_1 = \frac{2 \cdot U_{1\min} \cdot \delta_{\max} \cdot T}{B_{\max} \cdot A_e} \tag{4.101}$$

Numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \tag{4.102}$$

Observație:

Datorită creșterii curentului de magnetizare la sarcini mici, raportul $L_2/L=\lambda$ trebuie să fie ales oricum mai mare decât în cazul convertorului forward ($\lambda=4 \div 8$).

Tranzistoarele T_1 și T_2

Valoarea curentului maxim rezultă din ecuațiile (4.68), (4.72) și (4.86) :

$$I_{T\max} = \frac{I_{L\max}}{n} + \frac{nU_S T}{4L_1} \tag{4.103}$$

Când un tranzistor este deschis, tensiunea pe celălalt tranzistor este suma tensiunilor pe ambele înfășurări primare, deci $2U_1$. Când ambele comutatoare sunt blocate, căderea de tensiune pe fiecare tranzistor este aproximativ U_1. Deci:

$$U_{T\max} = 2 \cdot U_{1\max} \tag{4.104}$$

Diodele D_1, D_2

Curentul maxim prin diode și tensiunea maximă sunt date de relațiile:

$$I_{D\max} = I_{L\max} \tag{4.105}$$

$$U_{D\max} = \frac{U_1}{n} + U_S \tag{4.106}$$

Condensatorul de ieșire C

In ipoteza că se neglijează elementele parazite ale condensatorului (rezistența echivalentă serie și inductanța echivalentă serie) formele de undă ale curentului și riplul tensiunii sunt prezentate în figura 4.17.

Cantitatea de sarcină acumulată în condensator este (suprafața hașurată din figura 4.17):

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{16} \cdot \Delta I_L \cdot T \tag{4.107}$$

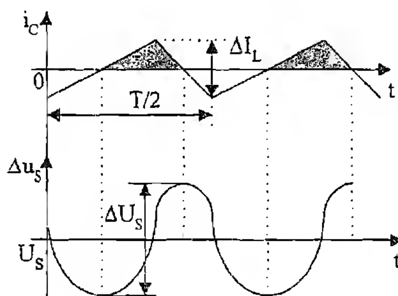


Fig. 4.17 Curentul și tensiunea pe condensator.

de unde:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{16 \cdot \Delta U_S} \tag{4.108}$$

Ţinând cont de relaţia (4.70) rezultă

$$C = \frac{U_{\mathrm{Imax}} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T^2}{8 \cdot n \cdot \Delta U_C} \tag{4.109}$$

La alegerea condensatorului trebuie să ţinem seama, de asemenea, de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul. Expresia acestuia este:

$$I_{Cef} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = 0.6 \cdot I_{SL} \tag{4.110}$$

4.4.4. Exemplu de proiectare

Se dă:

U_{Imin} =220V;
U_{Imax} =340V;
U_S = 12V
I_{Smax} = 15A
$\hat{I}_{Smin}$ = 1,5A

Dacă se ţine cont de căderea de tensiune pe dioda D_1 (U_{F1}) şi pe rezistenţa serie echivalentă a inductorului L (R_p), tensiunea de ieşire U_S se înlocuieşte cu:

$$U_S^* = U_S + U_{F1} + U_{Rp} = 12V + 0,5V + 0,2V = 13V$$

Pornind de la relaţia (4.99) raportul de transformare n rezultă:

$$n = \frac{220V \cdot 2 \cdot 0,4}{13V} = 13,5$$

Factorul de umplere minim se calculează cu relaţia (4.68):

$$\delta_{min} = \frac{n \cdot U_S^*}{2 \cdot U_{\mathrm{Imax}}} = \frac{13,5 \cdot 13V}{2 \cdot 340V} = 0,25$$

Bobina L

Considerând $\lambda = 4$ inductivitatea L are valoarea (4.96):

$$L = \frac{340V \cdot 25\mu s}{13,5 \cdot 1,5A} \cdot \frac{0,25}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{4} - 2 \cdot 0,25\right) = 39\mu H$$

Curentul maxim prin bobină este (4.72):

$$I_{L\max} = I_S + \frac{U_{\mathrm{Imax}} \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta_{min} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{min}) = 15A + \frac{340 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 13,5 \cdot 39\mu H} \cdot 0,25 \cdot (1 - 2 \cdot 0,25) = 16.4$$

Transformatorul T_R

Inductivitatea L_1 a primarului transformatorului este:

$$L_1 = 13,5^2 \cdot 4 \cdot 39\mu H = 28,5mH$$

Curentul de magnetizare în cazul cel mai defavorabil, regim tranzitoriu este:

$$I_{M\max} = \frac{340V \cdot 0{,}45 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 13{,}5^2 \cdot 4 \cdot 28{,}5mH} = 0{,}15A$$

Volumul miezului de ferită al transformatorului:

$$V_{CT} \geq 4 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\frac{H}{m} \cdot 1000 \cdot \frac{(0{,}15A)^2 \cdot 28{,}5mH}{(0{,}3T)^2} = 35796mm^3$$

Din foile de catalog [11] se alege miezul de ferită EC70 având:

$V_e = 40100mm^3$;
$A_e = 279\ mm^2$;
$l_e = 144mm$;

Conform relației (4.101) numărul de spire din primar :

$$N_1 = \frac{2 \cdot 340V \cdot 0{,}4 \cdot 25\mu s}{0{,}3T \cdot 279mm^2} = 81$$

iar numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{81}{13{,}5} = 6spire$$

Tranzistoarele T_1 și T_2

Curentul maxim prin trazistor conform (4.103):

$$I_{T\max} = \frac{16A}{13{,}5} + \frac{13{,}5 \cdot 12V \cdot 25\mu s}{4 \cdot 28{,}5mH} = 1{,}3A$$

Dacă se ține seama și de tensiunile parazite ce apar datorită inductivităților de scăpări tranzistoarele trebuie să suporte tensiuni mai mari decât cele date de relația (4.104). Se poate considera:

$$U_{T\max} \geq 1{,}2 \cdot 2 \cdot U_{1\max} = 816V$$

Diodele D_1, D_2

Curentul maxim prin diode este:

$$I_{D\max} \geq 16A$$

$$U_{D\max} \geq \frac{340}{13{,}5} + 13V = 38{,}18V$$

Condensatorul de ieșire

Variația curentului prin inductorul L se obține din relația (4.70):

$$\Delta I_L = \frac{340V \cdot 25\mu s}{13{,}5 \cdot 39\mu H} \cdot 0{,}25 \cdot (1 - 2 \cdot 0{,}25) = 2A$$

Conform relație (4.108) capacitatea condensatorului este:

$$C \geq \frac{2A \cdot 25\mu s}{16 \cdot 0{,}1V} = 31\mu F$$

Alegând din catalog, cea mai mică valoare pentru seria semiprofesională este 470µF care are o rezistența echivalentă serie de 0,51Ω. Riplu rezultat pe această

rezistență este:

$$\Delta U_S = R_C \cdot \Delta I_L = 1V$$

cea ce nu este convenabil. Ca urmare riplu ce apare pe capacitate, este dat de căderea de tensiune pe rezistența echivalentă serie R_C care trebuie să fie:

$$R_C \leq \frac{\Delta U_S}{\Delta I_L} = \frac{0,1V}{2A} = 0,05\Omega$$

4.5. Convertor cc-cc semipunte (half bridge)

Configurația semipunte este o topologie preferată în sursele alimentate direct de la rețea, în special datorită faptului că tensiunea suportată de tranzistoarele comutatoare se reduce mult față de cazul topologiei push-pull.

Convertorul cc-cc în semipunte are o ramură alcătuită din tranzistoarele T_1 și T_2, iar pe cealaltă ramură două condensatoare C_1 și C_2 conform figurii 4.18.

Datorită acestui aranjament, tensiunea aplicată în primarul transformatorului va fi jumătate din tensiunea de alimentare U_I.

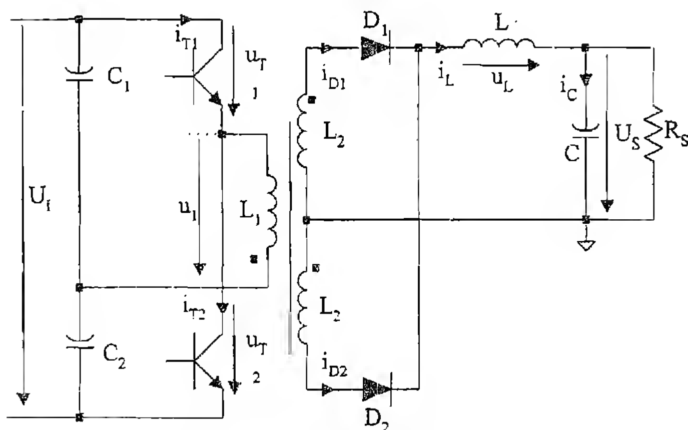


Fig. 4.18 Schema convertorului în semipunte.

Vom analiza și acum funcționarea în regim staționar pentru două moduri de funcționare:

a) conducție neîntreruptă;

b) conducție întreruptă.

4.5.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina L nu atinge valoare zero pe durata unui ciclu. Formele de undă sunt prezentate în figura 4.19.

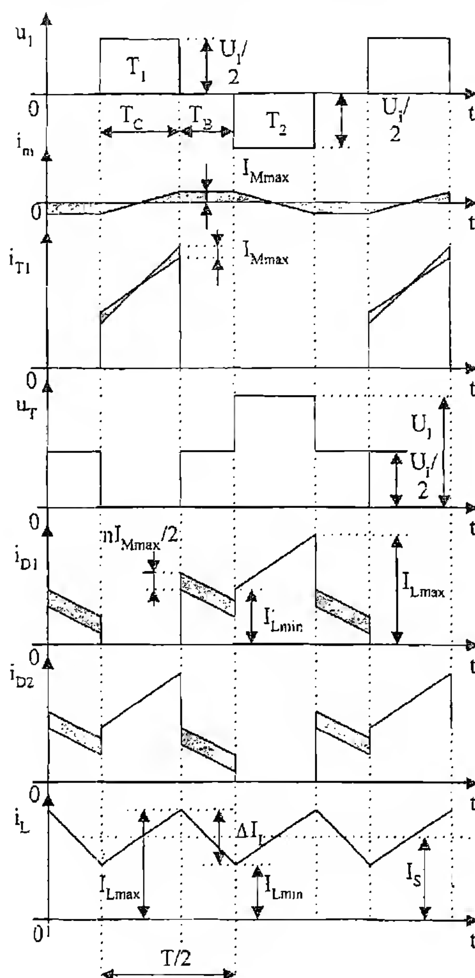


Fig. 19 Forme de undă.

Funcţionarea convertorului semipunte fiind foarte asemănătoare cu a convertorului "push-pull", nu vom demonstra toate relaţiile ce descriu funcţionarea acestuia. Majoritatea relaţiilor matematice ce descriu funcţionarea convertorului semipunte se obţine din cele deduse la convertorul "push–pull" înlocuind tensiunea U_I cu $U_I/2$. Tensiunea de ieşire în regim staţionar neîntrerupt este dată de relaţia:

$$U_S = \frac{U_I}{2 \cdot n} \cdot \frac{T_C}{T_C + T_B} = \frac{U_I}{n} \cdot \delta \qquad (4.111)$$

unde:

$T_C + T_B = \frac{T}{2}$;

$\delta = \frac{T_C}{T}$ -factorul de umplere;

n-raportul de transformare primar/ secundar.

Pentru a evita conducția simultană a tranzistoarelor T_1 și T_2 se impune condiția $\delta_{max} \leq 0{,}5$. Valoarile minimă respectiv maximă a curentului prin bobina L se obțin din relațiile:

$$I_{L\,min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_I \cdot T}{4 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \tag{4.112}$$

$$I_{L\,max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_I \cdot T}{4 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \tag{4.113}$$

Curenții prin cele două diode D_1 și D_2 după blocarea tranzistorului T_1 sunt obținuți cu relațiile:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} + \frac{n \cdot i_m}{2} \tag{4.114}$$

$$i_{D2} = \frac{i_L}{2} - \frac{n \cdot i_m}{2} \tag{4.115}$$

Dacă curentul de sarcină scade sub o anumită limită I_{SL}, curentul prin diode este insuficient să poată trasporta și curentul de magnetizare (de sens opus). Prin urmare apare fenomenul de conducție întreruptă. Putem scrie:

$$i_{D2} = 0 \tag{4.116}$$

condiție echivalentă cu (vezi și figura 4.19):

$$I_{L\,min} = n \cdot I_{M\,max} \tag{4.117}$$

unde:

I_{Mmax} este curentul de magnetizare maxim.

Considerând $L_2 = \lambda \cdot L$ (λ=4÷8) rezultă $L_1 = n^2 \cdot \lambda \cdot L$ respectiv:

$$I_{M\,max} = \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T_C}{4} = \frac{U_I \cdot \delta \cdot T}{4 \cdot n^2 \cdot \lambda \cdot L} \tag{4.118}$$

Din relațiile (4.112), (4.117) și (4.118) se obține:

$$I_{SL} = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta}{4} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta\right) \tag{4.119}$$

Când U_I variază între U_{Imin} respectiv U_{Imax} pentru a menține tensiunea de ieșire constantă factorul de umplere trebuie să varieze între δ_{max} și δ_{min}. În această situație I_{SL} atinge valoarea maximă, când $\delta = \delta_{min}$ adică $U_I = U_{Imax}$. Relația (4.119) devine:

$$I_{SL\,max} = \frac{U_{Imax} \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta_{min}}{4} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min}\right) \tag{4.120}$$

4.5.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă curentul de sarcină $I_S < I_{SL}$, convertorul intră în regim de conducție întreruptă. Pentru acest regim avem relația:

$$U_N = \frac{\delta^2}{I_N + \delta^2} \quad (4.121)$$

unde am notat cu:

$$U_N = \frac{2 \cdot n \cdot U_S}{U_I}$$
$$I_N = \frac{2 \cdot n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \quad (4.122)$$

tensiunea de ieşire normată şi curentul de sarcină normat.

Caracteristicile de ieşire ale convertorului pentru $\lambda >> 1$ sunt prezentate în figura 4.20. Linia punctată delimitează zona de conducţie neîntreruptă de zona de conducţie întreruptă.

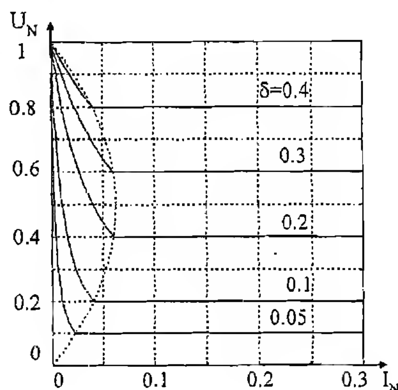


Fig. 4.20 Caracteristicile de ieşire.

4.5.3 Dimensionarea elementelor componente

Bobina L

Din relaţia (4.119), inductivitatea minimă a bobinei L, necesară pentru evitarea conducţiei întrerupte, pentru o valoare dată a curentului I_{SL}, se calculează cu relaţia:

$$L = \frac{U_{Imax} \cdot T}{n \cdot I_{SL}} \cdot \frac{\delta_{min}}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min} \right) \quad (4.123)$$

iar volumul miezului de ferită necesar la realizarea bobinei se calculează cu formula:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I^2_{Lmax} \cdot L}{B^2_{max}} \quad (4.124)$$

unde:

B_{max} –reprezintă inducţia maximă admisă în miez;

$\mu_0 = 4\pi . 10^{-7}$ H/m;

μ_e-permeabilitatea relativă efectivă.

Transformatorul T_R

Considerând valoarea inducției corespunzătoare curentului de magnetizare I_{Mmax} ca fiind $B_{max}/2$, volumul miezului transformatorului este dat de relația:

$$V_{CT} = 4 \cdot \mu_0 \cdot \mu_a \cdot \frac{I^2_{M\max} \cdot L_I}{B^2_{Max}} \tag{4.125}$$

unde:

μ_a-reprezintă permeabilitatea de amplitudine;
Pornind de la relația (4.114), raportul de trasformare se determină din:

$$n = \frac{U_{Imin} \cdot \delta_{max}}{U_S} \tag{4.126}$$

Pentru cazul cel mai nefavorabil, numărul de spire din primar se poate calcula cu relația:

$$N_1 = \frac{2 \cdot U_{Imax} \cdot \delta_{max} \cdot T}{B_{max} \cdot A_e} \tag{4.127}$$

Numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \tag{4.128}$$

Tranzistoarele T_1 și T_2

Valoarea maximă a curentului prin tranzistoare rezultă din ecuațiile (4.110), (4.113) și (4.118) :

$$I_{T\max} = \frac{I_{L\max}}{n} + \frac{n \cdot U_S \cdot T}{4 \cdot L_I} \tag{4.129}$$

Când un tranzistor este deschis, tensiunea pe celălalt tranzistor este $U_I/2$. Când ambele comutatoare sunt blocate, căderea de tensiune pe fiecare tranzistor este aproximativ U_I. Deci:

$$U_{T\max} = U_I \tag{4.130}$$

Diodele D_1 și D_2

Curentul maxim prin diode și tensiunea maximă sunt date de relațiile:

$$I_{D\max} = I_{L\max} \tag{4.131}$$

$$U_{D\max} = \frac{U_I}{n} \tag{4.132}$$

Condensatorul de ieșire C

Valoarea capacității condensatorului se determină cu relația:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{16 \cdot \Delta U_S} \tag{4.132}$$

unde : ΔU_S reprezintă variaţia tensiunii de ieşire.
Ţinând cont de relaţia (4.116) rezultă

$$C = \frac{U_{Imax} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T^2}{16 \cdot n \cdot L \cdot \Delta U_S} \qquad (4.134)$$

La alegerea condensatorului trebuie să ţinem seama de asemenea de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul. Expresia acestuia este[3]:

$$I_{Cmax} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int i_C^2 \cdot dt} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = 0.6 \cdot I_{SL} \qquad (4.135)$$

4.6 Alte topologii de convertoare cc-cc cu izolare galvanică

4.6.1 Convertor flyback cu două tranzistoare

Convertorul flyback cu două tranzistoare este prezentat în figura 4.21. Cele două tranzistoare sunt deschise, respectiv blocate simultan. Avantajul acestei topologii faţă de topologia deja discutată, cu un singur tranzistor, constă în faptul că tensiunea susţinută de fiecare trazistor este jumătate din cea care trebuie susţinută de tranzistorul din structura menţionată. Mai mult, deoarece există o cale de curent prin cele două diode D1 şi D2, nu mai trebuie conectate circuite "snubber" pentru disiparea energiei acumulate în inductivităţile de scăpari. Dezavantajul constă în numărul sporit de componente.

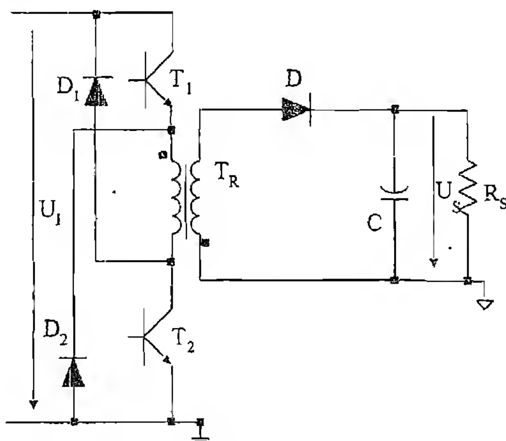


Fig. 4.21 Convertor flyback cu două tranzistoare.

4.6.2 Convertor forward cu două tranzistoare este prezentată în figura 4.22. Tranzistoarele T1 şi T2 sunt comandate simultan. Tensiunea susţinută de fiecare tranzistor va fi U_I.

4.6.3 Convertor cc-cc în punte

Convertorul semipunte are avantajul că solicitările la care sunt supuse tranzistoarele din punct de vedere al tensiunilor sunt reduse. În schimb, curentul prin

acestea este mai mare. Astfel, la puteri mari, disipația de putere în tranzistoare este mare și conexiunea în "semipunte" nu-și găsește aplicabilitatea. Dezavantajul este înlăturat dacă se folosește montajul "în punte" prezentat în figura 4.23. În această configurație conduc simultan câte două tranziastoare aflate pe laturi opuse(T1, T2 și

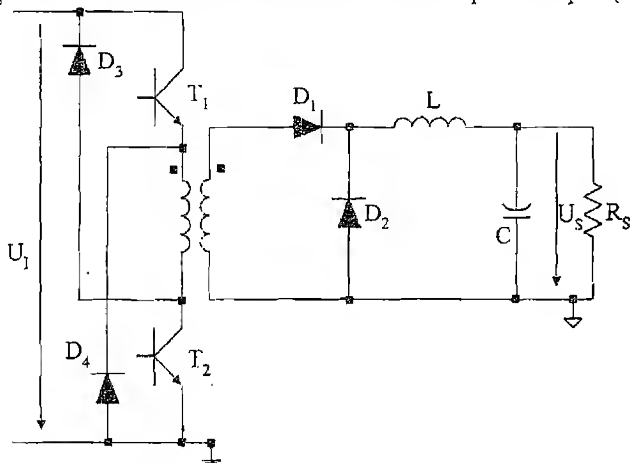


Fig. 4.22 Convertorul forward cu două tranzistoare.

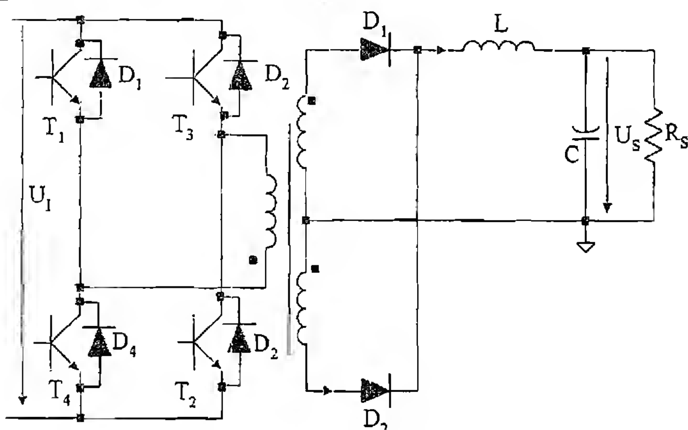


Fig. 4.23 Convertorul în punte.

T3, T4). Se poate demonstra că între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire pentru convertorul punte aflat în conducție neîntreruptă este:

$$U_S = \frac{2 \cdot U_I}{n} \cdot \delta \tag{4.136}$$

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D.Petreuş, Ş. Lungu, *Surse în comutaţie- îndrumător de laborator*, Ed.Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. *** *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. K.Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*, McGraw-Hill, Publishing Company, 1989.
9. Pressmann I. A.-*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
10. *** Philips, *Soft Ferrites*, Data Handbook, 1992.
11. *** Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
12. *** Philips, *Electrolytic Capacitors*, Data Handbook, 1999.

Capitolul V

SISTEME DE ALIMENTARE AUXILIARE

5.1 Introducere

De multe sunt necesare sisteme auxiliare de alimentare, în cadrul surselor principale, sisteme ce asigură energia necesară alimentării circuitelor de comandă şi control. Adesea, aceste circuite trebuie să asigure şi izolarea galvanică. Alegerea acestora trebuie făcută cu grijă, influenţând în mod direct întreaga strategie de proiectare. Cel mai adesea, aceste surse auxiliare se realizează pe baza convertoarelor flyback autooscilante. Deoarece, în general puterea cerută acestor surse auxiliare este mică, se pot implementa topologii foarte simple şi ieftine. În cele ce urmează se vor studia câteva structuri autooscilante, foarte utilizate, scoţându-se în evidenţă avantajele şi dezavantajele fiecăruia.

5.2 Convertor flyback autooscilant

Convertorul flyback, lucrând în regim autooscilant este cel mai utilizat circuit pentru surse de putere mică.

Sistemul, are o eficienţă scăzută, trebuind să se adapteze la dispersiile parametrilor tranzistorului comutator şi unei variaţii mari a tensiuni de intrare. Schema de principiu este dată in figura 5.1.

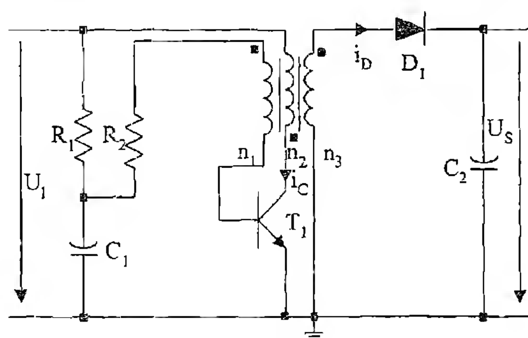


Fig. 5.1 Schema de principiu a convertorului.

În figura 5.2, sunt reprezentate formele de undă pentru două moduri de funcţionare ce vor fi explicate în cele ce urmează.

Presupunem condensatorul C_1, încărcat iniţial la o tensiune negativă. Curentul ce trece prin R_1, încarcă C_1 la o tensiune ce tinde spre tensiunea de alimentare U_I. Când U_{C1} atinge aproximativ 0,5V (la momentul t_1) un mic curent începe să curgă prin R_2, tranzistorul T_1 se deschide, astfel că U_{CE} care iniţial era aproximativ U_I, începe să scadă rapid, astfel încât, întreaga tensiune U_I cade pe înfăşurarea (2) a transformatorului.

Reacția pozitivă realizată prin cuplajul dintre înfășurarea (2) și (1) acționează, ducând la saturarea rapidă a tranzistorului T_1. Valoarea de vârf a curentului de bază va fi:

$$i_{Bmax} \approx \frac{(U_I - U_{CEsat})}{R_2} \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \tag{5.1}$$

unde: n_1, n_2 reprezintă numărul de spire al înfășurărilor (1), respectiv (2).

Curentul prin T_1 crește liniar conform relației:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{(U_I - U_{CEsat})}{L_2} \tag{5.2}$$

unde: L_2 este inductivitatea înfășurării (2) a transformatorului.

Curentul de bază i_B, va scădea exponențial cu o constantă de timp egală cu $C_1.R_2$. Acest proces continuă până când, curentul de bază nu mai poate susține tranzistorul în starea de saturație (momentul t_2). În acest moment, T_1 iese din starea de saturație, U_{CE} crește, tensiunea indusă în înfășurarea (1) scade și ca urmare reacția pozitivă acționează rapid făcând ca i_C să scadă spre zero.

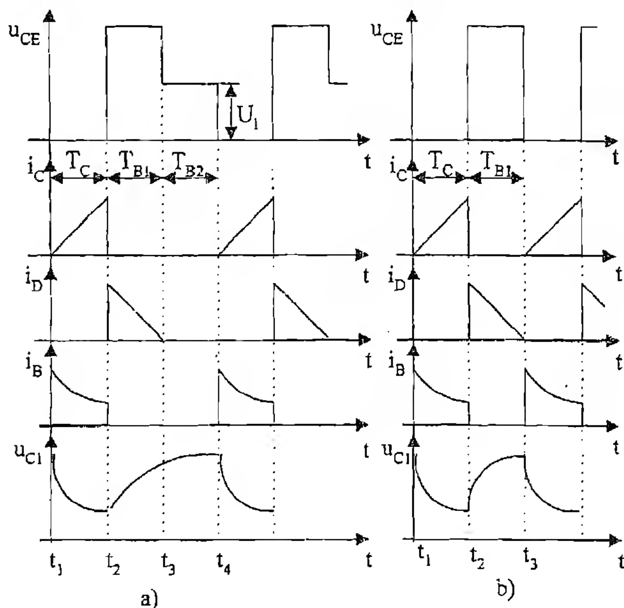


Fig. 5.2 Principalele forme de undă.

Energia stocată în perioada de conducție (T_C) a tranzistorului T_1 este $\frac{L_2 \cdot I_{C\max}^2}{2}$. Acestă energie, determină inversarea tensiunilor în înfășurările transformatorului, în momentul când tranzistorul se blochează, determinând deschiderea diodei D_1 și evacuarea energiei acumulate spre sarcină (pe durata T_{B1}). Curentul prin diodă descrește

liniar după legea :

$$\frac{di_D}{dt}=\frac{(U_S+U_{D1})}{L_3} \tag{5.3}$$

unde: L_3 este inductivitatea înfăşurării (3), iar U_{D1} căderea de tensiune pe dioda D_1.

Valoarea capacităţii C_2 se presupune suficient de mare, astfel încât riplul tensiunii de ieşire este mic şi valoarea medie a curentului i_D este egală cu valoarea curentului de sarcină (I_S). Când i_D a căzut la zero, în momentul t_3 (fig. 5.2a), căderea de tensiune suplimentară din colectorul tranzistorului T_1, $U_s(n_2/n_3)$, se anulează. Dacă sistemul lucrează în modul (1), (fig.5.2a) tranzistorul comutator T_1 rămâne în starea de blocare un timp T_{B2}, până când tensiunea pe condesatorul C_1 devine suficientă pentru a aduce tranzistorul T_1 în stare de conducţie (momentul t_4).

Dacă condensatorul C_1 este încărcat suficient de repede, astfel încât în momentul t_3 tranzistorul să comute, sistemul lucrează în modul 2 (fig. 5.2b). Metoda de comandă prezentată are dezavantajul unor pierderi mari de putere. Când tranzistorul este adus în stare de conducţie (momentul t_1), curentul de bază este maxim, deci, mult mai mare decât ar fi necesar pentru a susţine curentul de colector care este foarte mic. În schimb în momentul t_2, înaintea blocării tranzistorului, curentul de colector este maxim, iar cel de bază minim. Aceasta face ca U_{CEsat} să aibă o valoare mare în acest moment, ceea ce produce o mare disipaţie de putere. De asemenea, o putere suplimentară se pierde în circuitul de comandă al bazei.

C_1 este descărcat spre o valoare negativă de curentul de bază al tranzistorului T_1. Dacă timpul de conducţie al tranzistorului, este aproximativ egal cu timpul de blocare, după cum se întâmplă în majoritatea cazurilor, atunci C_1 trebuie încărcat la valoarea de start aproximativ în acelaşi timp. Curentul de încărcare, trebuie asigurat prin R_1 direct de la sursa de alimentare U_1, determinând o pierdere considerabilă de putere.

Această metodă mai prezintă dezavantajul că, timpul de conducţie al tranzistorului T_1 depinde de factorul său de amplificare în curent (β). Valoarea de vârf a curentului de colector, nu este astfel bine definită şi pentru a menţine tensiunea de ieşire constantă, frecvenţa de lucru trebuie să varieze în limite largi. Mai mult, dacă tensiunea de intrare se schimbă, atunci avem o schimbare proporţională a curentului de vârf.

Astfel, dacă tensiunea de intrare se dublează, atunci curentul de bază va fi de asemenea dublu, permiţând susţinerea unui curent de colector dublu la momentul t_2. De asemenea, viteza de creştere a curentului va fi de două ori mai mare. Deoarece curentul de colector se dublează, rezultă că, energia stocată creşte aproximativ de patru ori, timpul de conducţie (T_C) ramânând acelaşi.

Mare parte a dezavantajelor întâlnite în această structură, pot fi eliminate prin utilizarea unei comenzi proporţionale realizată cu un transformator de curent.

5.3 Convertor flyback autooscilant cu transformator de curent

Schema de principiu a convertorului flyaback, cu transformator de curent, este prezentat în figura 5.3, iar formele de undă corespunzătoare în figura 5.4.

Pornirea oscilaţiei sistemului, se asigură cu impulsuri de start aplicate în baza tranzistorului T, care este astfel adus în conducţie. Primarul transformatorului de curent T_{r2}, având un număr mic de spire este străbătut de curentul de colector i_C. Secundarul

transformatorului T_{r2}, are un număr mare de spire n_2 și alimentează baza tranzistorului T prin rezistența de mică valoare R_B cu un curent proporțional cu curentul de colector. Când acest curent, depășește o anumită valoare tradusă printr-o cădere de tensiune pe rezistența R_B, blocul de comandă acționează asupra unui comutator S, ce scurtcircuitează joncțiunea B-E a tranzistorului T.

Se face precizarea că blocarea tranzistorului T nu are loc instantaneu, ci într-un anumit interval de timp, necesar pentru evacuarea sarcinilor stocate în bază.

În acest interval curentul de bază este negativ, anulându-se odată cu epuizarea sarcinilor stocate în bază.

Când nu trece curent prin el comutatorul S se blochează.

Expresia curentului de bază furnizat de transformatorul de curent este dată mai jos:

$$i_B = i_C \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \tag{5.4}$$

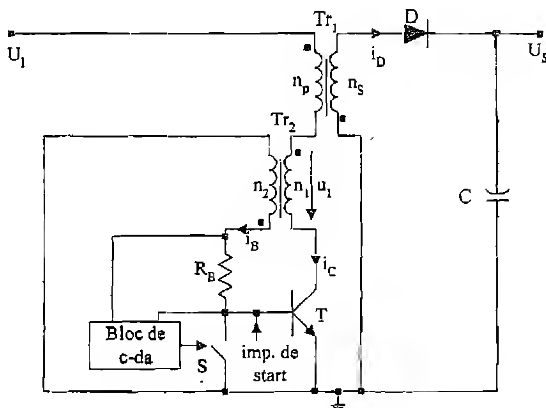


Fig. 5.3 Schema bloc a convertorului.

Deoarece căderea de tensiune pe primarul transformatorului de curent:

$$u_1 = \left(U_{BE} + i_B \cdot R_B\right) \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \tag{5.5}$$

este mică în raport cu tensiunea de intrare, curentul prin primarul transformatorului T_{r1} variază liniar.

După cum se vede în figura 5.4 curentul de colector crește în intervalul t_1 - t_2 până când căderea de tensiune pe R_B atinge valoarea

$$U_P = I_{B_{Max}} \cdot R_B \tag{5.6}$$

În acest moment tranzistorul T se blochează, iar energia stocată în transformatorul T_{r1} este evacuată spre sarcină prin dioda D.

Când toată energia stocată este evacuată, căderea de tensiune T_{r1} se anulează (în

momentul t_3). Sistemul rămâne în stare de aşteptare până când un nou impuls de start soseşte (momentul t_4).

Această metodă de comandă a tranzistorului T cu un curent de bază proporţional cu curentul de colector, ce este ilustrată aici, are câteva avantaje faţă de metoda simplă de comandă cu curent de bază constant.

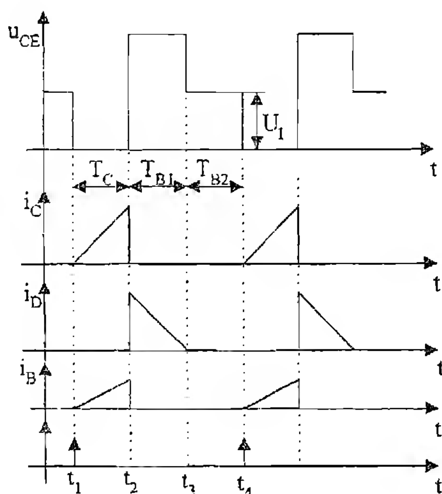


Fig. 5.4 Formele de undă ce ilustrează funcţionarea convertorului

Cele mai semnificative sunt:

1) se asigură în baza tranzistorului T, curentul de care acesta are nevoie, pentru a se menţine în saturaţie. De exemplu, dacă raportul n_2:n_1 este 20:1 curentul de bază este întotdeauna (1/20)· i_C indiferent de valoarea i_C, astfel încât, tranzistorul T are U_{CEsat} de valoare mică pe întreaga durată de conducţie.

2) deoarece, tensiunea de prag U_P, depinde de R_B, curentul I_{Cmax} este definit cu acurateţe şi este independent de tensiunea de intrare:

$$I_{C_{Max}} = \frac{U_P}{R_B} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \tag{5.7}$$

3) nu este nevoie de o sursă suplimentară pentru alimentarea circuitului de comandă. Energia pentru comanda bazei este extrasă din circuitul colectorului şi nu este afectată de variaţiile tensiunii de intrare.

Acest lucru determină evitarea pierderilor de putere ce apar la tensiuni mari de intrare, într-un circuit ce utilizează metoda de comandă convenţională.

Puterea impulsurilor de pornire este foarte mică, deoarece sistemul se va agăţa îndată ce T a intrat în conducţie. De asemenea, puterea luată din colector este mică, deoarece, căderea de tensiune pe primarul transformatorului de curent este mică.

De exemplu, presupunând U_P=0,7V , U_{Bcsat}≈1,3V şi n_2/n_1=1/20 avem:

$$u_1 = \left(U_P + U_{BE_{sat}}\right)\cdot\frac{n_1}{n_2} = (0,7+1,3)\cdot\frac{1}{20} = 0,1V \tag{5.8}$$

care este de ordinul U_{CEsat}.

Deoarece, curentul de colector maxim este constant, energia stocată în T_{r1} la sfârşitul unei perioadei este constantă.

Se poate scrie relaţia:

$$\frac{L_P\cdot I_{CMax}^2}{2} = P_S\cdot T \tag{5.9}$$

unde: L_p, P_S şi T reprezintă inductivitatea primarului transformatorului T_{r1}, puterea absorbită de sarcină şi perioada de comutaţie

Relaţia (5.9) reprezintă bilanţul energiilor pe durata unei perioade.

Tot din această relaţie, deoarece I_{Cmax} este constant, rezultă că pentru un sistem cu o tensiune stabilizată, lucrând la un curent de sarcină constant, frecvenţa va rămâne constantă indiferent de tensiunea de intrare.

Efectul creşterii tensiunii de intrare, va fi reducerea timpului necesar pentru atingerea I_{Cmax} (intervalul T_C). Deoarece, T_{B1} rămâne constant fiind dat de relaţia:

$$T_{B1} = \frac{\frac{n_P}{n_S}\cdot I_{CMax}\cdot L_{S1}}{U_S} \tag{5.10}$$

înseamnă că, T_{B2} va creşte. L_{S1} reprezintă inductivitatea secundarului transformatorului T_{r1} .

Tensiunea de ieşire rămâne constantă pentru o sarcină fixă. Pentru a compensa pierderile din circuit la funcţionare normală este necesară o reacţie negativă ce va modifica frecvenţa impulsurilor de start şi astfel frecvenţa de comutaţie a sistemului.

Observaţie:

Pentru o sarcină variabilă, frecvenţa este variabilă.

5.3.1 Exemplu de proiectare

Se va proiecta un convertor cu trei ieşiri de tensiune continuă.

Se dă:

Tensiunea de intrare:

U_I = 6÷18V;

Tensiunile de ieşire:

U_{S1} = +5V, I_{S1} = 200mA;

U_{S2} = +15V şi I_{S2} = 60mA;

U_{S3} = -15V şi I_{S3} = 60mA;

Frecvenţa de lucru maximă:

f = 33kHz respectiv T = 30µs.

Puterea de ieşire totală va fi:

$$P_{Stot} = 5V \cdot 200mA + 2 \cdot 15V \cdot 60mA = 2,8W$$

Admiţând un randament de 75%, puterea de intrare va fi:

$$P_I = 2,8W \cdot \frac{100}{75} = 3,7W$$

Presupunem că, tensiunea la care T_{B2} devine 0 este 5V. Curentul de intrare, va fi maxim şi va avea valoarea:

$$I_{Imax} = \frac{3,7W}{5V} = 0,74A$$

Când sistemul funcţionează cu 5V la intrare are loc relaţia:

$$T_C = T_{B1}$$

Se consideră tensiunea ce apare în primarul transformatorului când tranzistorul este blocat ca fiind:

$$U_{Rev} = \frac{U_{Imax} + U_{Imin}}{2} = \frac{18V + 6V}{2} = 12V$$

Când tensiunea de intrare este 5V are loc relaţia (vezi fig. 5.4):

$$\frac{T_C}{T_{B1}} = \frac{12}{5}$$

Pe de altă parte, ţinând cont că la 5V:

$$T_{B2} = 0$$

rezultă:

$$T_C + T_{B1} = 30\mu s$$

Prin urmare:

$$T_{B1} = \frac{5}{17} \cdot 30\mu s = 8,8\mu s$$

S-a arătat ca T_{B1} are o valoarea constantă când curentul de sarcină este constant. Timpul de conducţie al tranzistorului este:

$$T_C = \frac{12}{17} \cdot 30\mu s = 21,2\mu s$$

Curentul maxim prin tranzistor va fi:

$$I_{Cmax} = \frac{2 \cdot T}{T_C} \cdot I_I = \frac{2 \cdot 30\mu s}{21,2\mu s} \cdot 0,74A = 2,08A$$

Conform (5.7) această valoare rămâne constantă indiferent de valoarea tensiunii de intrare.

Transformatorul T_{r1}

S-a arătat că, pentru tensiunea de intrare de 5V curentul de colector trebuie să crească de la 0 la 2,08A în 21,2µs. Acest parametru va determina valoarea inductivităţii L_P a primarului.

$$L_P = U_I \cdot \frac{T_C}{I_{Cmax}} = 5V \cdot \frac{21,2\mu s}{2,08A} = 51\mu H$$

Transformatorul de curent T_{r2}

Dacă se utilizează drept tranzistor comutator, tranzistorul BDX36, din datele de catalog, se află că factorul de amplificare în curent β al acestuia, este cel puțin 30 pentru un curent de colector mai mic de 2A.
Condiția de menținere a unui tranzistor bipolar în stare de saturație este:

$$i_B > \frac{i_C}{\beta}$$

ca urmare, se alege pentru transformatorul de curent T_{r2} un factor de transformare 1:20, deci, are loc relația:

$$i_C = 20 \cdot i_B$$

În aceste condiții tranzistorul se va menține întotdeauna în stare de saturație.Pe de altă parte, transformatorul T_{r2}, trebuie astfel proiectat, încât să nu se satureze. Având în vedere, că valoarea de vârf a curentului de colector este de 2A, curentul maxim în baza tranzistorului este 100mA. Tranzistorul T, comută când tensiunea pe R_B este aproximativ 0,7V (tensiunea de prag) și prin urmare :

$$R_B = \frac{0{,}7V}{100mA} = 7\Omega$$

Dacă se ține cont și de căderea curentului de bază, datorită faptului că inductivitatea de magnetizare a transformatorului T_{r2} este finită, o valoarea practică pentru R_B este de 10Ω.

Se presupune, un curent de magnetizare, mic în comparație cu curentul total. Curentul prin primarul transformatorului T_{r2} crește liniar pe durata de conducție a tranzistorului T și, deoarece, curentul de magnetizare este mic variația curentului din secundarul transformatorului, poate fi considerată liniară. Tensiunea din secundarul transformatorului de curent va fi:

$$u_{S2} = U_{BE} + R_B \cdot i_B$$

Unde :

U_{BE} reprezintă tensiunea B-E a tranzistorului T.

Deoarece U_{BE} este aproximativ constantă se deduc relațiile:

$$u_{S2}(0) = U_{BE}$$
$$u_S(T_C) = U_{BE} + \Delta U$$

Deoarece, curentul variază liniar și tensiunea variază liniar. Într-o primă aproximație, se poate considera tensiunea din secundarul transformatorului de curent, ca fiind constantă egală cu:

$$U = U_{BE} + \frac{\Delta U}{2}$$

Ca urmare curentul de magnetizare maxim din secundar va avea valoarea:

$$I_{M\max} = \frac{T_C}{L_{S2}} \cdot \left(U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} \right)$$

unde:

L_{S2} reprezintă inductivitatea secundarului transformatorului de curent.

Din relația de mai sus se deduce:

$$L_{S2} = \frac{T_C}{I_{M\max}} \cdot \left(U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} \right)$$

Se consideră un curent de magnetizare, care reprezintă 20% din curentul din secundarul trenasformatorului.

$$\Delta U = R_{\breve{a}} \cdot I_{B\max} = 10\Omega \cdot 100mA = 1V$$

$$U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} = 1V + \frac{1}{2}V = 1{,}5V$$

În aceste condiții:

$$L_{S2} = \frac{1}{0{,}2 \cdot 0{,}1A} \cdot 1{,}5V \cdot 21{,}2\mu s = 1{,}6mH$$

Considerând un miez de ferită RM8[11], din foile de catalog se află A_L=6300nH/sp^2. Numărul de spire din secundarul transformatorului va fi:

$$n_S = \sqrt{\frac{L_S}{A_L}} = 18sp$$

Se consideră în secundar 20 spire, deci în primar va fi necesară doar o spiră.

5.4 Convertor în contratimp autooscilant

Pentru realizarea conversiei c.c.-c.c. se realizează mai întâi o conversie c.c.-c.a. urmată de o redresare. Conversia c.c.-c.a. se realizează cu ajutorul unui invertor în contratimp cu tranzistoare. Aceste circuite funcționează fiabil și cu randament ridicat la puteri între 10W și 1KW și de aceea sunt larg răspândite.

5.4.1 Clasificare

După modul de conexiune al tranzistoarelor, invertoarele în contratimp se clasifică:

a) invertoare în conexiunea bază comună (figura 5.5.a);

b) invertoare în conexiunea colector comun (figura 5.5.b);

c) invertoare în conexiunea emitor comun (figura 5.5.c).

La primele două, tranzistoarele comută mai repede, dar înfășurarea de reacție trebuie să furnizeze curent mare (a) sau tensiune mare (b). Randamentul cel mai ridicat îl asigură conexiunea emitor comun (c), motiv pentru care este cel mai des folosită.

După o altă clasificare invertoarele se împart în:

a) invertoare cu miez saturat;

b) invertoare cu miez nesaturat.

Primele au avantajul că asigură o stabilitate mai bună a frecvenței în funcție de sarcină, dar au dezavantajul că saturarea miezului determină pierderi mari, care pot fi micșorate doar dacă se utilizează miezuri cu ciclu de histerezis dreptunghiular CHD, care au însă dezavantajul că sunt scumpe.

5.4.2 Funcționare

a) Invertoare cu miez saturat

Schema în EC conţine două tranzistoare T_1 şi T_2 şi un transformator cu trei înfăşurări: de colector n_1, de bază n_3 şi de ieşire n_2 (figura 5.5.c). Înfăşurarea de colector se numeşte "primar", iar cea de bază se numeşte "înfăşurare de reacţie".

Datorită nesimetriilor inerente ce apar la un moment dat, un tranzistor este deschis, iar celălalt este blocat. Reacţia pozitivă va menţine T_1 în conducţie şi T_2 blocat. Curentul prin tranzistor va creşte la început aproape liniar, iar pe măsură ce miezul se

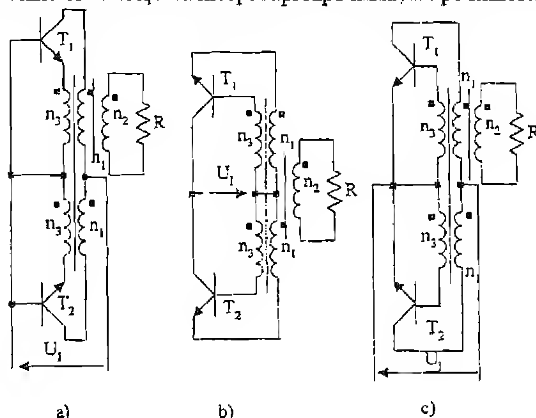


Fig. 5.5 Invertoare în contratimp în conexiune:
a) bază comună; b) colector comun; c) emitor comun

saturează creşte rapid. Când miezul este saturat, viteza de variaţie a curentului va fi nulă: $di_C/dt=0$ ceea ce face ca toate tensiunile din înfăşurări să fie nule. Prin urmare tensiunea de reacţie dispare, determinând blocarea tranzistorului T_1 ducând astfel la scăderea curentului prin T_1 ($di_C/dt<0$) şi ca urmare $d\Phi/dt<0$. Tensiunile pe înfăşurări se vor inversa făcând ca T_2 să intre în saturaţie.

Forma curentului prin tranzistor este reprezentată în figura 5.6, iar fluxul în miez în figura 5.7.

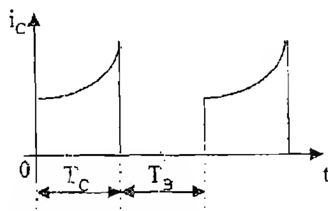


Fig. 5.6 Curentul prin tranzistor la invertoarele cu miez saturat.

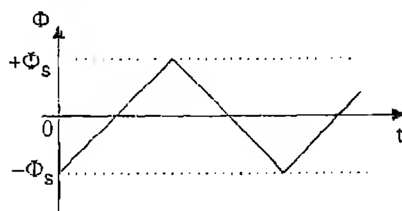


Fig. 5.7 Fluxul în miez.

Legea inducției electromagnetice, aplicată în acest caz se poate scrie:

$$U_I = n_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \tag{5.11}$$

dar,

$$\Phi(t) = \Phi_S \cdot \left(2 \cdot \frac{t}{T_C} - 1\right) \tag{5.12}$$

$$U_I = 2 \cdot n_1 \cdot \frac{\Phi_S}{T_C} = \frac{2n_1}{T_C} \cdot A_e \cdot B_S \tag{5.13}$$

unde:

T_C - reprezintă timpul de deschidere a unui tranzistor;

A_e -este aria transversală a miezului;

B_S -este inducția de saturație a miezului.

Perioada de oscilație a invertorului va fi dată de relația:

$$T = 2 \cdot T_C = \frac{4 \cdot n_1 \cdot A_e \cdot B_S}{U_I} \tag{5.14}$$

independentă (teoretic) de sarcină. În relația (5.14) s-a ținut cont că: $T = T_C + T_B$ și $T_B = T_C$.

b) Invertoare cu miez nesaturat

Figura 5.8 prezintă o schemă mai detaliată a acestui tip de invertor.

La acest invertor, dependența frecvenței de oscilație de sarcină este mult mai pregnantă. Curentul de colector al tranzistorului deschis este suma curentului de magnetizare și a curentului de sarcină reflectat în primar.

Formele de undă ale curentului prin colectorul tranzistorului, precum și fluxul în miez este reprezentat în figura 5.9 pentru cazul când $I_S = 0$ și $I_S \neq 0$. Se poate observa că în cazul când $I_S = 0$, curentul prin tranzistor poate avea și valori negative de aceea este necesar să se adauge cele două diode antiparalel cu tranzistoarele.

În momentul dinaintea comutării tranzitorului T_2 (T_1 conduce, T_2 blocat) se poate scrie:

$$\Phi(0-) = L_1 \cdot I_{C\max} - M_{12} \cdot I_S \qquad (5.15)$$

iar după comutare:

$$\Phi(0+) = - M_{11} \cdot I_{C\min} + M_{12} \cdot I_S \qquad (5.16)$$

unde: I_{Cmax} este curentul maxim prin tranzitorul T_1;

I_{Cmin} - curentul minim prin tranzistorul T_2 ;
I_S -curentul de sarcină;
L_1 - inductivitatea primarului;
M_{12} - inductanţa de cuplaj între primar şi secundar.

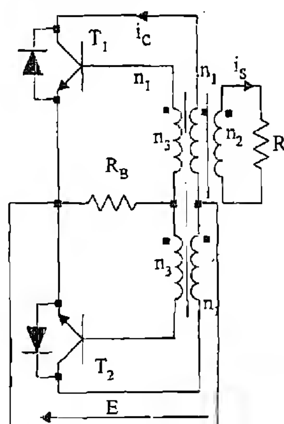


Fig. 5.8 Invertor cu miez nesaturat.

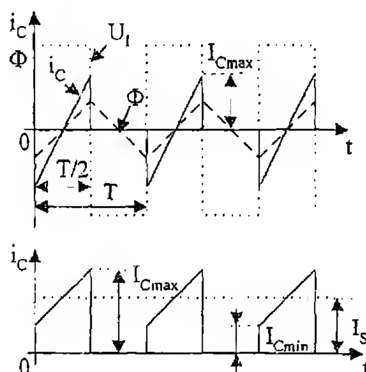


Fig. 5.9 a) Curentul de colector şi fluxul pentru I_S=0;
b) Curentul de colector pentru I_S≠0.

Conform legii conservării fluxului se poate scrie:

$$\Phi(0-) = \Phi(0+) \tag{5.17}$$

adică:

$$L_1 \cdot I_{C\,max} - M_{12} \cdot I_S = -M_{11} \cdot I_{C\,min} + M_{12} \cdot I_S \tag{5.18}$$

Dacă transformatorul este perfect, au loc relațiile:

$$M_{11} = \sqrt{L_1 \cdot L_1} = L_1$$
$$M_{12} = \sqrt{L_1 \cdot L_2} \tag{5.19}$$

Relația (5.17) se mai poate scrie:

$$\frac{I_{C\,max} + I_{C\,min}}{2} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot I_S = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_S = I_S' \tag{5.20}$$

unde: I_S' reprezintă curentul reflectat în primar.

Pe de altă parte, ținând cont și de simetria schemei se poate scrie:

$$I_{C\,max} - I_{C\,min} = \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T}{2} \tag{5.21}$$

Din relațiile (5.20) și (5.21) rezultă:

$$I_{C\,min} = I_S' - \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T}{4} = I_S' - I_{m\,max} \tag{5.22}$$

$$I_{C\,max} = I_S' + \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T}{4} = I_S' + I_{m\,max} \tag{5.23}$$

unde: I_{mmax} este curentul de magnetizare maxim. Relațiile de mai sus sugerează următoarele scheme echivalente pentru invertor:

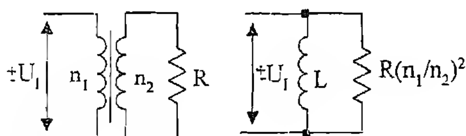


Fig. 5.10 Scheme echivalente pentru invertor.

Întrucât curentul de bază este constant fiind dat de relația:

$$I_B = \frac{U_I}{R_B} \cdot \frac{n_3}{n_1} \tag{5.24}$$

în amândouă cazurile (cu sarcină și fără sarcină), curentul maxim prin tranzistor este același, limitat de condiția de saturație $\beta \cdot I_B > I_C$,

Curentul prin colector crește până când este îndeplinită condiția $\beta \cdot I_B = I_C$. Atunci $di_C/dt=0$, deci $d\Phi/dt=0$, anulându-se tensiunea de reacție. Tranzistorul se blochează, $di_C/dt<0$ și $d\Phi/dt<0$, iar tensiunea de reacție își schimbă polaritatea și comandă comutarea celuilalt tranzistor.

Invertorul funcționează cu frecvența cea mai joasă (perioda maximă) în cazul

când $I_S = 0$.

În acest caz din relația (5.21) se deduce:

$$T_{max} = \frac{4 \cdot I_{C\,max} \cdot L_I}{U_I} \tag{5.25}$$

Frecvența maximă (perioada minimă) este atinsă când sarcina are valoare maximă. Tot din relația (5.21) rezultă:

$$T_{min} = \frac{4 \cdot L_I \cdot I_{C\,max} - 4 \cdot I'_{S\,max} \cdot L_I}{U_I} \tag{5.26}$$

Din relațiile (5.25) și (5.26) se obține:

$$\frac{T_{max}}{T_{min}} = \frac{I_{C\,max}}{I_{C\,max} - I'_{S\,max}} \tag{5.27}$$

Relațiile de mai sus se pot folosi în proiectarea invertorului. Pentru a se evita saturarea miezului, volumul acestuia trebuie să îndeplinească condiția:

$$V_{ef} \geq \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{L_I \cdot I^2_{m\,max}}{B^2_{Max}} \tag{5.28}$$

unde: μ_0 reprezintă permeabilitatea vidului;

μ_e reprezintă permeabilitatea efectivă și

B_{max} este inducția maximă.

Schema completă a unui convertor cc-cc realizată cu un invertor în contratimp autooscilant este reprezentată în figura 5.11. Tensiunea dreptungiulară obținută în secundar este redresată cu ajutorul diodelor D_1, respectiv D_2.

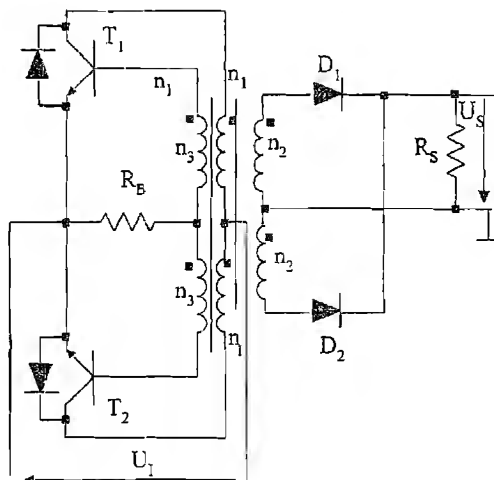


Fig. 5.11 Schema convertorului cc-cc.

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare-notițe de curs*, Cluj, 2001.
2. D. Petreuş, Ş. Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. *** *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. I.A. Pressmann -*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
5. P. Constantin ş.a.-*Electronică industrială*-Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1983.
6. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
7. *** Magnetics Inc, *Ferrites Cores,* Data Sheets, 2001.
8. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
9. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
10. K. Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook,* McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
11. ***Philips, *Soft Ferites, Data Handbook*, 1992.

Capitolul VI

POSTREGULATOARE CU AMPLIFICATOR MAGNETIC

6.1 Introducere

Convertoarele forward şi push-pull pot avea ieşiri multiple. De obicei, numai una dintre aceste ieşiri este stabilizată printr-o reacţie negativă şi anume ieşirea care livrează curentul cel mai mare. Această ieşire o vom numi *ieşire principală*, celelalte ieşiri le vom considera *ieşiri auxiliare*. Menţinerea valorilor tensiunilor auxiliare în anumite limite, se face doar pe baza cuplajului magnetic dintre primar şi înfăşurările auxiliare. Practic, am putea considera, că aceste ieşiri auxiliare operează în buclă deschisă.

Tensiunile produse de ieşirile auxiliare, sunt mai puţin sensibile la variaţiile tensiunii de intrare, însă depind mult de variaţiile curenţilor de ieşire.

Variaţiile tensiunilor auxiliare, datorită variaţiilor curenţilor proprii sunt neglijabile dacă acestea sau ieşirea principală, nu intră în regim de conducţie întreruptă. Dacă o ieşire auxiliară sau ieşirea principală, intră în regim de conducţie întreruptă, tensiunea produsă de prima, poate să aibă o variaţie mai mare de 50%.

Un alt dezavantaj al ieşirilor auxiliare, îl constituie faptul că, tensiunea acestora nu poate fi stabilită cu precizie, fiind în principal determinată de numărul de volţi/spiră fixaţi de transformator. Reglarea cu precizie a acestor tensiuni presupune modalităţi speciale de bobinare.

În cele mai multe aplicaţii se admit toleranţe de 1-2V pentru tensiunile livrate de ieşirile auxiliare. Sunt însă şi aplicaţii ce impun o precizie şi un grad ridicat de stabilizare a tensiunilor auxiliare. Dacă curenţii livraţi de acestea sunt mai mici de 5A se pot utiliza postregulatoare liniare pentru stabilizarea tensiunilor. Pentru curenţi mai mari, folosirea acestora duce la scăderea drastică a randamentului şi mărirea volumului sursei datorită radiatoarelor necesare pentru răcire.

6.2 Implementarea amplificatorului magnetic

O soluţie potrivită pentru curenţi mari, ar fi introducerea unui comutator secundar S_1, ca în figura 6.1. Dacă comutatorul S_1 este tot timpul închis, lăţimea pulsurilor aplicate filtrului de ieşire este egală cu lăţimea pulsurilor (T_C) aplicate primarului transformatorului. Dacă comutatorul S_1 se deschide după un interval de timp t_b (figura 6.2) lăţimea pulsurilor de tensiune aplicate filtrului de ieşire se va reduce la valoare $t_c = T_C - t_b$. Ca urmare tensiunea continuă livrată de ieşirea auxiliară, va fi dată de relaţia:

$$U_{SA} = U_{sa} \cdot \frac{t_c}{T} \qquad (6.1)$$

Din relaţia (6.1) se observă că tensiunea de ieşire poate fi menţinută constantă prin modificarea duratei de timp t_c.

În mod normal, comutatorul S_1 poate fi implementat cu oricare din

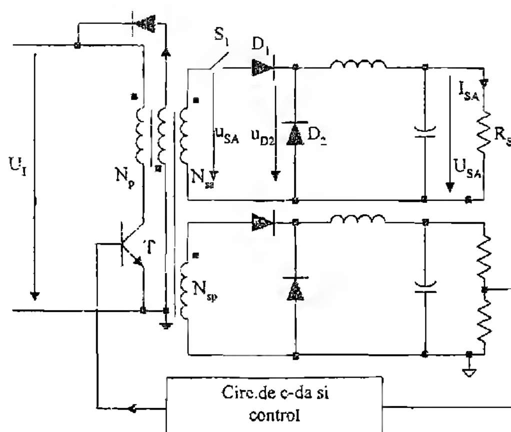


Fig. 6.1 Modalitate de stabilizare a tensiunii auxiliare.

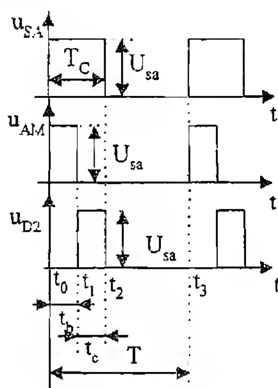


Fig. 6.2 Forme de undă.

dispozitivele cunoscute: tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS, tiristoare etc. Dezavantajul utilizării acestora, îl constituie pierderile suplimentare ce apar în aceste dispozitive în special la curenți mari. O soluție elegantă pentru implementare acestui comutator, o constituie utilizarea unui *amplificator magnetic.* Acesta constă dintr-un miez toroidal cu ciclu de histerezis dreptunghiular.

Figura 6.3 prezintă ciclu de histerezis tipic pentru aceste materiale. Prin definiție permeabilitatea magnetică este $\mu = \frac{dB}{dH}$. O bobină realizată pe un astfel de miez va avea o impedanță proporțională cu permeabilitatea μ. Deci, atât timp cât ne găsim în zonă veriticală a caracteristicii B-H, permeabilitatea și prin urmare impedanța bobinei vor

avea valori foarte mari. Când miezul este în stare de saturație permeabilitatea scade foarte mult; impedanța bobinei devine neglijabilă. Deci, o bobină cu proprietățile enunțate mai sus poate fi utilizată pentru implementarea comutatorului S_1.

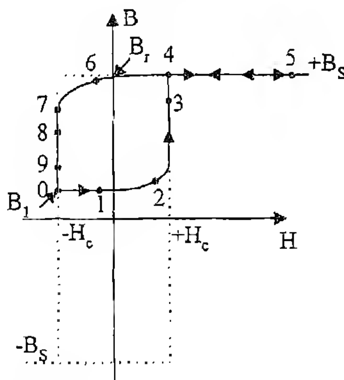


Fig. 6.3 Ciclul de histerezis al AM.

Figura 6.4 prezintă o posibilitate de implementare a amplificatorului magnetic. Pe durata unei perioade t_0-t_3 parcurgem bucla 0-1-2-3-4-5-6-7-8-9-0 pe caracteristica magnetică. Timpii t_b, respectiv t_c sunt controlați în felul următor: presupunem că în momentul t_0, miezul este resetat în punctul B_1 (figura 6.3). Când tranzistorul T1 este deschis la capătul dinspre transformator a AM apare tensiunea U_{sa}.

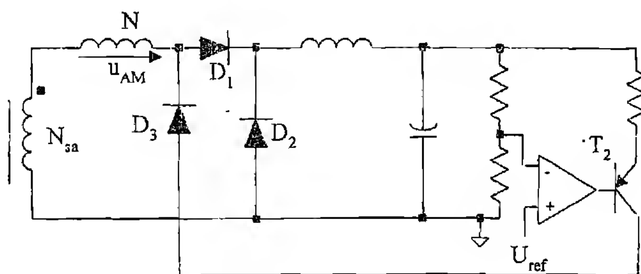


Fig. 6.4 Realizarea practică a comutatorului S_1.

La momentul t_{0-} dioda D_2 se află încă în stare de conducție. Ca urmare în momentul t_{0-} căderea de tensiune pe amplificatorul magnetic, AM va fi U_{sa}. Această tensiune, va readuce miezul în stare de saturație. Până în punctul 4 al caracteristicii B-H impedanța bobinei fiind foarte mare, curentul ce o străbate este foarte mic, mult mai mic decât curentul din dioda D_2. Amplificatorul magnetic AM, se află în stare de blocare, această stare durează o perioadă de timp t_b necesară aducerii miezului în stare de saturație. Odată ce miezul a atins această stare, impedanța sa devine neglijabilă în câteva ns și nu mai poate susține tensiunea U_{sa}. Ca urmare această tensiune apare în catodul diodei D_2 ducând la blocarea acesteia. Tensiunea

timp t_c. Valoarea tensiunii continue de la ieşire va fi dată de relaţia (6.1).

Modificând t_c se poate regla tensiunea de ieşire. Modificarea valorii t_c se face indirect prin modificarea valorii t_b.

6.2.1 Calculul timpului t_b

Conform legii lui Faraday avem:

$$U_{sa} = N \cdot A_e \frac{dB}{dt} = N \cdot \frac{(B_S - B_1)}{t_b} \tag{6.2}$$

unde:

N-reprezintă numărul de spire al AM;
A_e- aria transversală a miezului;
B_S- inducţia de saturaţie;
B_1- inducţia în punctul de start.

Din relaţia (6.2) rezultă:

$$t_b = \frac{N \cdot (B_S - B_1)}{U_{sa}} \tag{6.3}$$

Dacă U_{sa} creşte dintr-un motiv sau altul U_{SA} poate fi menţinută constantă prin micşorarea duratei t_c. Acest lucru se poate realiza prin mărirea duratei t_b. Din relaţia (6.2) se observă că t_b creşte dacă micşorăm valoarea B_1.

Deci prin resetarea miezului într-un punct corespunzător al caracteristicii B-H se poate modifica t_b în limitele dorite.

6.2.2 Resetarea amplificatorului magnetic

La sfârşitul perioadei de conducţie a tranzistorului T_1, AM trebuie resetat pentru a corecta durata t_b.

Dacă nu se aplică un curent invers prin miez, acesta va ajunge în punctul (Br,0) pe ciclu de histerezis, B_r fiind inducţia remanentă (figura 6.3). AM poate fi adus în punctul de funcţionare dorit fie prin aplicarea unei tensiuni inverse fie prin aplicarea unui curent în sens opus. Resetarea miezului magnetic cu ajutorul unei surse de curent este de cele mai multe ori mai uşor de implementat. În figura (6.4) curentul de reset este obţinut cu ajutorul unui amplificator de eroare, sursa de curent controlată în tensiune realizată cu tranzistorul T_2 şi dioda D_3.

Când T_1 este deschis, D_3 este blocată datorită tensiunii pozitive ce apare în catodul său. Când T_1 este blocat tensiunea pe înfăşurarea N_{sa} este negativă şi curentul produs de T_2 este injectat în AM. Valoarea acestui curent este controlată de tensiunea de eroare rezultată prin compararea tensiunii de referinţă cu o fracţiune din tensiunea de ieşire. Controlând acest curent putem controla valoarea inducţiei de start B_1 şi în felul acesta timpul de blocare t_b şi implicit timpul de conducţie t_c. Aşa cum am arătat, modificând t_c se poate stabiliza tensiunea de ieşire.

Observaţii:

- Datorită faptului că inducţia remanentă B_r are o valoare mai mică decât inducţia de

saturație B_s timpul de blocare t_b, nu poate fi variat de la valoarea zero. Când nu se aplică un curent de reset miezul revine de la sine în punctul (Br, 0) al caracteristicii B-H. Din relația (6.3) se poate obține valoarea limită t_{bmin} prin înlocuirea valorii B_l cu B_r. Existența acestei valori limită, reduce domeniul de reglaj al tensiunii de ieșire. În vederea reducerii valorii t_{bmin} se recomandă utilizarea materialelor cu ciclu de histerezis cât mai apropiat de cel dreptunghiular ($B_r/B_s \cong 1$)

- Pe durata resetării miezului dioda D_l trebuie să fie blocată. Deoarece, aceasta nu se blochează instantaneu, va exista o durată de timp t_{rr} (timpul de refacere inversă) în care dioda va fi parcursă de un curent invers. Acest curent va acționa asupra amplificatorului magnetic (AM) ca un curent de reset. Deci, miezul va fi adus pe caracteristica B-H, într-un punct diferit de (B_r ,0). Prin urmare timpul de bocare minim t_{bmin} va crește. Pentru a reduce influența acestui fenomen se recomandă utilizarea unor diode cu timp de refacere inversă cât mai mic.

6.2.3 Considerații asupra amplificatorului magnetic

Numărul de spire

În stare de blocare este de dorit ca impedanța AM să fie cât mai mare. Acest lucru presupune folosirea unor materiale cu permeabilitate magnetică cât mai ridicată și un număr de spire cât mai mare. Pe de altă parte creșterea numărului de spire implică creștere impedanței AM în stare saturată. Prin urmare, alegerea numărului de spire este un compromis între cele două situații.

Pierderile de putere

Pierderile în amplificatorul magnetic, sunt date de pierderile în miez și pierderile în înfășurări. Piederile în înfășurări, pot fi scăzute prin utilizarea conductoarelor cu diametru mai mare și reducerea numărului de spire. Reducerea numărului de spire se realizează așa cum rezultă și din legea lui Faraday prin creșterea ariei transversale a miezului magnetic. Pe de altă parte, cu cât miezul este mai mare cu atât pierderile în acesta vor fi mai mari. Ca urmare și alegerea miezului magnetic va fi un compromis între cele două situații.

Materialul magnetic

Așa cum am arătat deja, materialul magnetic trebuie să prezinte o caracteristică B-H cât mai apropiată de una dreptunghiulară. Există materiale magnetice, care în stare nesaturată au o permeabilitate cu valori cuprinse între 10000 și 20000, iar în stare saturată o permeabilitate foarte mică. De asemenea raportul Br/Bs este cuprins între 0.85 și 0.95. Pierderile datorate histerezisului și curenților turbionari trebuie să fie cât mai mici pentru a nu scădea randamentul sursei. Pentru frecvențe până la 30 KHz se pot utiliza materiale de tip Permalloy și Mumetal. Aceste materiale sunt aliaje Ni-Fe și sunt disponibile pe piață sub formă toroidală. Pentru frecvențe de la 30KHz până la 75KHz se recomandă aliaje Ni-Co iar pentru frecvențe mai mari, singurele materiale ce se pot utiliza sunt feritele cu ciclu de histerezis dreptunghiular.

6.2.4 Câştigul amplificatorului magnetic

Când AM este saturat, curentul prin acesta este limitat doar de impedanţa de sarcină. Pentru a aduce miezul în această stare, este necesar un curent egal cu de două ori valoarea curentului coercitiv I_c (figura 6.3) Acest curent este livrat de tensiunea U_{sa}. În mod similar miezul va fi resetat cu un curent egal cu curentul coercitiv I_c, curent produs de data aceasta de sursa de curent T_2 şi livrat amplificatorului magnetic (AM) prin dioda D_3. Prin definiţie amplificarea AM este dată de relaţia:

$$A_{AM} = \frac{I_{SA}}{I_c} \tag{6.5}$$

Conform legii lui Ampere avem:

$$H_C \cdot l_c = N \cdot I_c \tag{6.6}$$

unde: l_e este lungimea efectivă a miezului.

Din relaţiile (6.5) şi (6.6) rezultă:

$$A_{AM} = \frac{I_{SA} \cdot N}{H_c \cdot l_e} \tag{6.7}$$

6.3 Exemplu: Proiectarea unui postregulator cu amplificator magnetic

Se porneşte de la următoarele specificaţii:
- frecvenţa de comutaţie: 100kHz;
- tensiunea auxiliară: U_{SA}=15V;
- curentul de ieşire: I_{SA}=10A.

Timpul maxim de comutaţie al tranzistorului T_1 va fi:

$$T_{C\max} = T \cdot \delta_{\max} = 10\mu s \cdot 0.4 = 4\mu s$$

În momentul în care tranzistorul T_1 se deshide AM este blocat, deci are impedanţă maximă şi va prelua întreaga tensiune U_{sa} un interval de timp t_b. După intervalul de timp t_b, saturându-se nu va mai putea susţine această tensiune. Prin urmare tensiunea U_{sa} se va aplica în întregime filtrului de ieşire, un interval de timp t_c .

Considerând t_{bmin}=1µs rezută t_{cmax}=3µs.

Din relaţia (6.1) avem:

$$U_{sa} = U_{SA} \cdot \frac{T}{t_c} = 15 \cdot \frac{10\mu s}{3\mu s} = 50V$$

Pentru a avea o plajă de reglaj suficient de mare, vom considera $t_{bmax}=T_{Cmax}$=4µs. Vom considera că acest timp t_{bmax} se atinge atunci când inducţia în miez variază de la valoarea $-B_s$ la $+B_s$. Deci, AM trebuie să susţină o tensiune de 50 V timp de 4µs, timp în care inducţia magnetică variază de la –Bs la +Bs.

Din relaţia (6.3) va rezulta:

$$N = \frac{t_b \cdot U_{sa}}{A_e \cdot 2 \cdot B_S} \tag{6.8}$$

Pentru ca impedanţa în stare saturată, să fie cât mai mică, va trebui să avem un număr de spire cât mai mic. În acest caz aria transversală a miezului trebuie să fie cât mai mare. Vom alege miezul MB21x14x4.5 produs de Toshiba [4]. Pentru acest miez

avem:
A_e=0,118 cm^2 ; B_S=0.6T, l_e=5.5cm și H_C=14.3A/m. Inlocuind în relația (6.8) se obține:

$$N = \frac{4\mu \cdot 51V}{0{,}118cm^2 \cdot 0.6T} = 14spire$$

Din (6.6) avem:

$$I_C = \frac{H_C \cdot l_e}{N} = \frac{14{,}3 \cdot 5{,}5cm}{14} = 56mA$$

Tinând cont că, curentul de sarcină I_{SA}=10A din relația (6.5) rezultă:

$$A_{AM} = \frac{10A}{56mA} = 178$$

Bibliografie

1. Billings Keith-*Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
2. D.Petreuș, Ș.Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. Pressmann I. A.-*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
4. ***Toshiba Corp. Bulletin, Toshiba Amorphous Magnetics Parts, Mitsui &Co., New York.
5. Broscoi, V-*Regulator cu amplificator magnetic*, Proiect de diplomă, Cluj-Napoca, 1995.

Capitolul VII

CIRCUITE INTEGRATE UTILIZATE ÎN SURSELE ÎN COMUTAȚIE

7.1. Introducere

Există o mare varietate de circuite utilizate în comanda surselor în comutație. Dacă inițial, aceste circuite au fost realizate cu componente discrete, la momentul actual majoritatea circuitelor, sunt realizate cu circuite integrate. La inceput, aceste circuite au fost gândite să comande o gamă largă de convertoare cc-cc. Dezavantajul constă în faptul că numărul de componente externe necesare este destul de mare. Tendința actuală, este de specializare a acestora. Astfel, vom întâlni circuite integrate specializate pentru comandă convertoarelor de tip boost, book-boost etc. Numărul mic de componente externe, necesare ușurează mult munca de proiectare.

Pentru a ilustra funcționarea circuitelor integrate utilizate în comanda surselor în comutație am ales circuitul SG 2524 (SGS-Thomson), unul din cele mai utilizate circuite.

Circuitul SG 2524, este astfel gândit încât cu un minim de componente externe, poate fi utilizat pentru comanda tuturor convertoarelor clasice: forward, flyback, push-pull, precum și a motoarelor de curent continuu.

Conține într-o capsulă cu 16 pini (DIL): o referință de tensiune, un amplificatorul de eroare, un generator de tensiune liniar variabilă, un generator PWM, un bistabil cu logica aferentă pentru dirijarea impulsurilor spre cele două ieșiri, etajul de ieșire în contratimp, circuitul de limitare a curentului și un circuit de inhibare. Shema bloc a circuitului este prezentată în figura 7.1, iar formele de undă în principalele puncte sunt prezentate în figura 7.2.

7.2 Referința de tensiune

Un regulator serie intern, furnizează o tensiune de 5 V, utilizată atât ca tensiune de referință, cât și pentru alimentarea circuitului de temporizare și control. Acest regulator, poate fi inhibat dacă se folosește o sursă externă de 5V, prin conectarea pinilor 15 și 16 împreună la tensiunea de intrare.

În această configurație, tensiunea maximă de intrare este de 6 V.

Referința internă, poate fi utilizată ca o sursă de 5 V pentru alte circuite. Aceasta poate furniza un curent de ≈50 mA, însă capabilitatea în curent poate fi mărită utilizându-se configurația prezentată în figura 7.3. Vom analiza pe scurt etajele componente. Schema electrică a referinței de tensiune (de tip bandă interzisă), este prezentată în figura 7.4. Tensiunea de referință, este aplicată unui comparator, care blochează funcționarea etajelor de ieșire, la tensiuni mai mici de 6V pe pinul 15.

Protecția la joasă tensiune (LSP), are un histerezis de aproximativ 300mV, important pentru a anula efectele negative ale zgomotului pe linia de intrare.

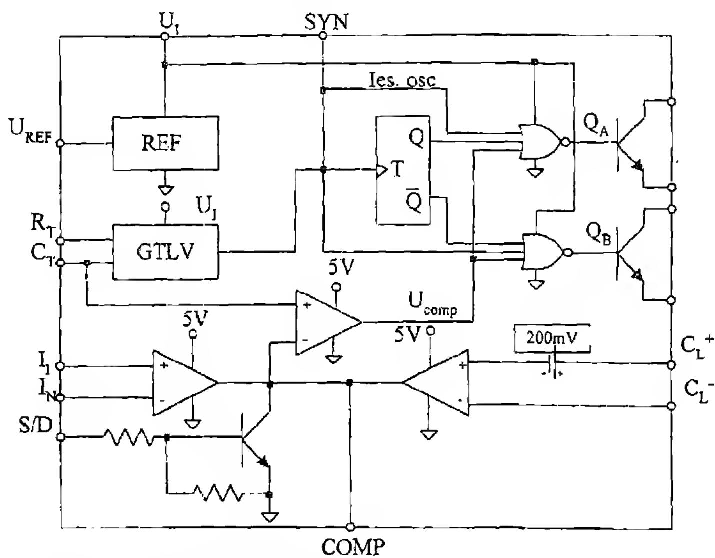


Fig. 7.1 Shema bloc a circuitului SG2524.

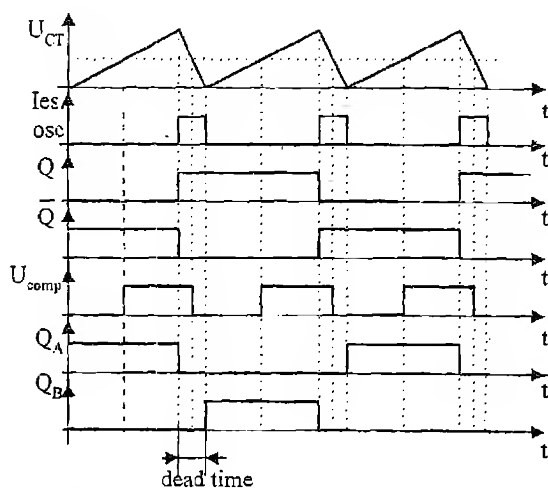


Fig. 7.2 Forme de undă.

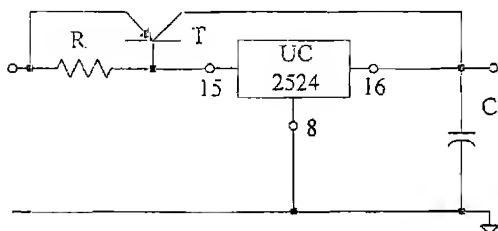


Fig. 7.3 Mărirea capabilității de curent a referinței de tensiune.

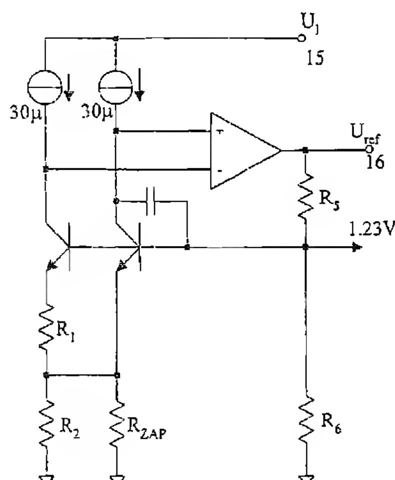


Fig. 7.4 Schema electrică a referinței de tensiune.

7.3 Generatorul de tensiune liniar variabilă (GTLV)

Schema electrică, de principiu, a generatorului de tensiune liniar variabilă este prezentată în figura 7.5.

Rezistorul extern R_T, este utilizat pentru fixarea curentului, ce încarcă condensatorul extern, de temporizare C_T. Curentul de încărcare, este dat de relația $3,6/R_T$ și trebuie menținut în domeniul 30µA÷2mA, deci R_T poate lua valori cuprinse între1,8K și 100K.

Domeniul de valori, pentru condensatorul C_T este de asemenea limitat, deoarece timpul de descărcare al acestuia, determină lățimea pulsurilor de la ieșirea generatorului. Aceste pulsuri sunt utilizate pentru obținerea timpului de gardă (dead-time) necesar pentru evitarea conducției simultane a tranzistoarelor de ieșire. Un puls, de lățime mai

mică decât 0,5 μs poate produce comutări false ale ieşirilor, pulsul de blocare anulându-se înainte ca bistabilul să atingă o stare stabilă. Dacă sunt utilizate valori mici pentru capacitatea C_T, lățimea pulsurilor poate fi mărită prin adăugarea unei capacități între masă şi ieşirea generatorului. Limita de sus a lățimii pulsurilor, este determinată de factorul de umplere maxim acceptabil. Valorile practice pentru C_T, sunt cuprinse între 0,001 şi 0,1 μF.

Perioada de oscilație este aproximativ $T=R_T \cdot C_T$. Pentru convertoare, altele decât în contratimp, cele două ieşiri pot fi conectate în paralel (factorul de umplere efectiv are valori cuprinse între 0÷90%); rezultă o frecvență de oscilație egală cu frecvența de ieşire.

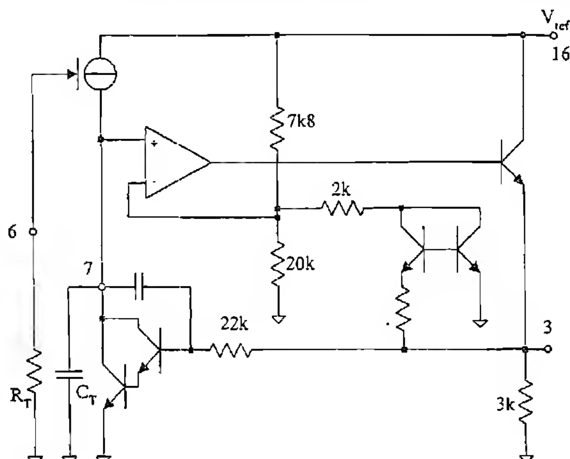


Fig. 7.5 Generatorul de tensiune liniar variabilă.

Pentru aplicații în contratimp, ieşirile sunt separate şi bistabilul de ieşire, divizează frecvența astfel că pentru fiecare, factorul de umplere efectiv are valori cuprinse între 0÷45% şi frecvența de ieşire este jumătate din frecvența generatorului.

7.4 Sincronizarea externă

Ieşirea GTLV (pinul 3) poate fi utilizată de asemenea pentru sincronizarea externă, cu o frecvență mai mare decât cea naturală, determinată de R_T şi C_T.

Pulsurile cu amplitudine cuprinsă între 3 şi 5 V şi având o perioadă mai mică decât perioada GTLV, sunt aplicate pe pinul 3 forțând mai devreme resetarea rampei, semnalului generat.

Impedanța spre masă, în acest punct este ≈2KΩ. Dacă două sau mai multe CI, trebuie sincronizate, unul trebuie proiectat să lucreze ca "master". Circuitele "slave", vor avea fiecare constanta $R_T \cdot C_T$ cu aproximativ 10% mai mare decât perioada "master"-ului ($C_{T\,slave} = 1/2\ C_{T\,master}$).

7.5 Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare este conceput ca un etaj de amplificare de tip transconductanţă. Ieşirea este totodată terminal de compensaţie în frecvenţă având o impedanţă mare ($R_L \approx 5M\Omega$).

Câştigul (A_v) poate fi uşor redus de la valoarea nominală de 10.000 prin conectarea unui rezistor între pinul 9 şi masă.

$$A_V = g_m \cdot R_L \cong \frac{8 \cdot I_C \cdot R_L}{2 \cdot k \cdot T} \cong 0{,}002 \cdot R_L \qquad (7.1)$$

Răspunsul în frecvenţă pentru amplificatorul necompensat indică prezenţa unui pol situat la ≈200Hz. Câştigul devine unitar la 5MHz.

Cea mai bună combinaţie pentru compensare, este realizată cu un circuit RC plasat între pinul 9 şi masă care introduce un zerou necesar pentru anularea unuia din polii filtrului de ieşire. De obicei, se utilizează o rezistenţă R=50KΩ şi o capacitate C=0,01μF.

Pentru a se realiza o reacţie globală negativă, amplificatorul de eroare poate fi utilizat fie ca amplificator inversor, fie ca amplificator neinversor. Figura 7.6 arată modul cum poate fi conectată referinţa de tensiune la amplificatorul de eroare.

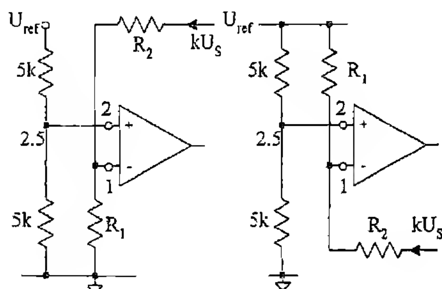


Fig. 7.6 Moduri de conectare ale reacţiei amplificatrului de eroare.

7.6 Protecţia la supracurent

Circuitul de limitare a curentului este prezentat în figura 7.7.
Dacă T_1 şi T_2 sunt împerecheate din punct de vedere al tensiunii bază emitor (BE) şi dacă se neglijează căderea de tensiune pe R_1 se poate scrie:

$$U_{prag} = U_{BE}(T_1) + I_1 \cdot R_2 - U_{BE}(T_2) \cong I_1 \cdot R_1 \cong 200mV \qquad (7.2)$$

Deşi acest circuit are o tensiune de prag mică, cu un coeficient de temperatură neglijabil, el are câteva limitări dintre care cea mai importantă este valoarea tensiunii de mod comun, de numai ±1V.

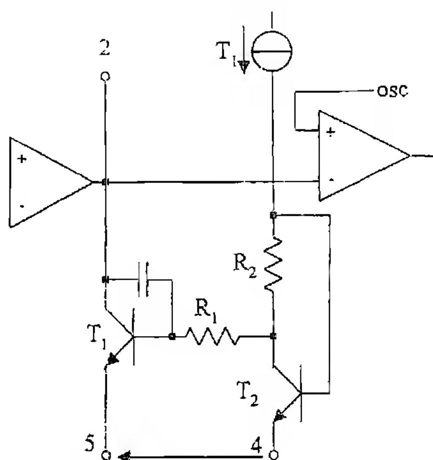


Fig. 7.7 Circuitul de limitare a curentului.

7.7 Modulatorul impulsurilor în durată (generator PWM)

Schema simplificată a modulatorului în durată este reprezentată în figura 7.8. Constă, în principiu, dintr-un comparator la intrările căruia se aplică o tensiune în dinte de fierăstrău și o tensiune de eroare. Prin comparare rezultă o tensiune dreptunghiulară cu factor de umplere variabil.

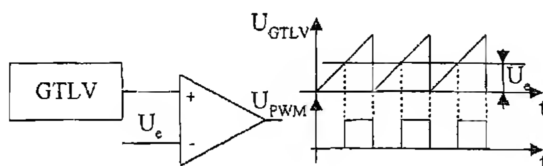


Fig. 7.8 Shema simplificată a modulatorului în durată.

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. ***, *Product & Applications Handbook*, Unitrode, 1993-1994.
3. D.Petreuş, Ş.Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed.Mediamira, Clu-Napoca, 1999.
4. D.Dascălu, A.Rusu, M.Profirescu, I.Costea, *Dispozitive şi Circuite Electronice*, Editura Didactică şi Pedagogică, 1982.
5. I.Ristea, C.A. Popescu, *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1983.

6. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-*Design and Construction, John Wiley & Sons Inc., 1998.
7. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
8. I.A.Pressmann, *Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.

CAPITOLUL VIII

CONTROLUL SURSELOR ÎN COMUTAȚIE

8.1 Introducere

Tensiunea de ieşire a surselor în comutaţie trebuie menţinută constantă, cu o anumită toleranţă specificată (tipic 1%) atât la variaţiile tensiunii de intrare cât şi la variaţiile sarcinii. Acest lucru se realizează utilizând o reacţie negativă ca în figura 8.1 unde ieşirea convertorului, este comparată cu o tensiune de referinţă U_{REF}. Amplificatorul de eroare, produce tensiunea de control u_C, care este utilizată pentru ajustarea factorului de umplere d. Dacă convertorul cc-cc poate fi liniarizat, se poate aplica criteriul Nyquist şi diagramele Bode pentru a determina cea mai bună compensare a buclei pentru funcţionarea corespunzătoare în regim staţionar şi în regim tranzitoriu.

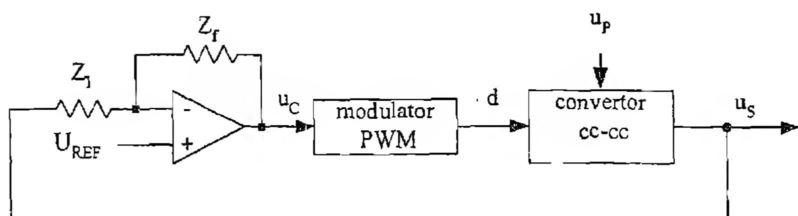


Fig. 8.1 Sursa în comutaţie ca sistem cu reactie.

Situaţia cea mai simplă pe care o întilnim, este cea în care se închide doar o singură buclă de reacţie, ce asigură stabilizarea tensiunii prin modificarea factorului de umplere al impulsurilor dreptunghiulare cu care se atacă etajul de putere.

În vederea stabilirii unei funcţionări optime a sistemului închis, precum şi în vederea studiului stabilităţii sistemului, este necesară o cunoaştere a funcţiilor de transfer sau a ecuaţiilor de stare care caracterizează fiecare subansamblu în parte.

Deoarece, elementele ce compun o sursă în comutaţie sunt elemente neliniare, găsirea unor modele adecvate a constituit şi constituie încă un subiect de cercetare de cea mai mare importanţă. Lucrările mai multor specialişti publicate pe parcursul ultimilor 20 de ani au scos în evidenţă modele mai mult sau mai puţin exacte pentru o clasă particulară de convertoare sau modele aplicabile la o clasă mai largă. Dezvoltarea tehnicii de calcul ne pune într-o lumină nouă problema modelării surselor în comutaţie. Apariţia pe piaţă a unor programe de simulare din ce în ce mai puternice (SPICE cu diferitele sale variante, Micro-Cap) ne conferă posibilitatea aflării comportării în detaliu a diferitelor convertoare, cu condiţia ca modelele utilizate să fie cât mai exacte. În continuare, vom încerca să stabilim modele pentru fiecare din etajele componente ale unei surse în comutaţie.

8.2. Modelarea generatorului PWM

În fig.8.2 este reprezentat un astfel de circuit:

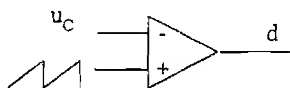


Fig. 8. 2 Modulatorul PWM.

Generatorul PWM constă practic dintr-un comparator la bornele căruia se compară o tensiune în dinte de fierăstrău cu o tensiune continuă, tensiunea de eroare.

Dacă tensiunea de comandă u_C variază cu valoarea $\hat{u}_c$, factorul de umplere D variază cu valoarea $\hat{d}$. Ne propunem să aflăm valoarea $K_m = \hat{d}/\hat{u}_c$, valoare ce reprezintă de fapt funcţia de transfer a modulatorului.

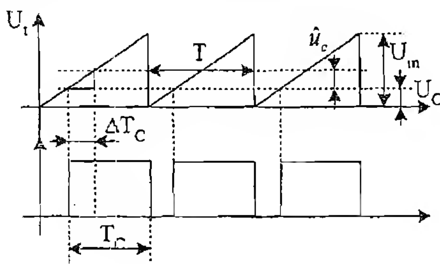


Fig.8.3-Deducerea funcţiei de transfer

Din asemănarea triunghiurilor reprezentate în fig.8.3 deducem următoarele relaţii :

$$\frac{\Delta T_C}{T_C} = \frac{\hat{u}_c}{U_m}$$

$$\hat{d} = \frac{\hat{u}_c}{U_m} \tag{8.1}$$

$$K_m = \frac{\hat{d}}{\hat{u}_c} = \frac{1}{U_m}$$

8.3. Amplificatorul de eroare

In prezent, marea majoritate a surselor în comutaţie utilizeză ca amplificatoare de eroare, amplificatoare operaţionale integrate.

Tensiunea la ieşirea amplificatorului de eroare acţionează asupra generatorului PWM producând modificări asupra factorului de umplere.

Circuitele de reacţie ce însoţesc amplificatorul de eroare, trebuie să fie astfel

realizate încât să producă modificări asupra caracteristicilor de frecvență a întregii surse în așa fel încât să se asigure stabilitatea necesară.

8.4 Liniarizarea convertorului cc-cc prin metoda variabilelor de stare mediate

Presupunem că circuitul funcționează în regim continuu, ceea ce înseamnă că valoarea instantanee a curentului din bobină nu atinge valoarea zero pe durata unei perioade. Fiecare stare, totuşi poate fi reprezentată prin câte un circuit liniar şi prin setul corespunzător de ecuații de stare [5]. Chiar dacă orice set de variabile independente, poate fi ales ca variabile de stare, este mai convenabil ca în circuitele electrice să alegem curentul prin bobină şi tensiunea pe condensatoare. Numărul total al elementelor de stocare, determină ordinul sistemului. Notăm vectorul variabilelor de stare ales cu x. Pentru fiecare din cele două stări putem scrie:

a) intervalul T·d

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot u_g \qquad y_1 = c_1^T \cdot x \tag{8.2a}$$

b) intervalul T·d'

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot u_g \qquad y_2 = C_2^T \cdot x \tag{8.2b}$$

unde T·d este perioada în care comutatorul este în starea "ON" iar T·d'= T·(1-d), intervalul în care comutatorul este în starea "OFF" după cum este arătat în figura 8.4:

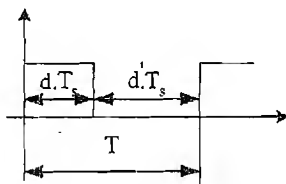


Fig. 8.4 - Definiția celor două intervale de comutație T.d şi T.d'.

Ecuațiile: $y_1 = C_1^T \cdot x$ şi $y_2 = C_2^T \cdot x$ sunt necesare în cazul când mărimea de ieşire nu coincide cu variabilele de stare, dar rezultă ca o combinație lineară a acestora. Obiectivul nostru, este de a înlocui descrierea celor două circuite rezultate din cele două faze succesive ale perioadei de comutație cu o singură descriere, care reprezintă aproximativ comportarea circuitului pe întreaga perioadă T.

De aceea propunem următorul pas simplu de mediere luând valoarea medie a ecuațiilor pentru cele două intervale, sumând ecuațiile scrise pentru intervalul T.d , multiplicate cu d şi ecuațiile pentru intervalul T.d' multiplicate cu d'. Obținem următorul sistem de ecuații:

$$\dot{x} = d \cdot (A_1 \cdot x + b_1 \cdot u_g) + d' \cdot (A_2 \cdot x + b_2 \cdot u_g)$$
$$y = d \cdot y_1 + d' \cdot y_2 = (d \cdot C_1^T + d' \cdot C_2^T) \cdot x \tag{8.3}$$

După rearanjarea ecuațiilor (8.3) într-un sistem standard, obținem:

$$\dot{x} = (d \cdot A_1 + d' \cdot A_2) \cdot x + (d \cdot b_1 + d' \cdot b_2) \cdot u_g$$
$$y = (d \cdot C_1^T + d' \cdot C_2^T) \cdot x \tag{8.4}$$

Acest model matematic este modelul de bază fiind, totodată modelul de start pentru modelele ulterioare (modele bazate pe variabilele de stare, cât și cele orientate pe circuit).

De observat că în ecuațiile de mai sus, factorul de umplere d este considerat constant; el nu este o variabilă de timp (încă) și nici o variabilă discontinuă care se schimbe între 0 și 1 ci, doar un număr fixat pentru fiecare ciclu. Comparând (8.2) și (8.4) ajungem la concluzia că, modelul mediat este obținut luând media a două matrici, A_1 și A_2, iar partea de control prin medierea vectorilor b1 și b2. Modelul reprezentat de (8.4) este mediat pe o singură perioadă T. Dacă presupunem că factorul de umplere este constant de la o perioadă la perioadă, notându-l d = D obținem:

$$\dot{x} = A \cdot x + b \cdot u_g$$
$$y = C^T \cdot x \tag{8.5}$$

unde:

$$A = D \cdot A_1 + D' \cdot A_2$$
$$b = D \cdot b_1 + D' \cdot b_2 \tag{8.6}$$
$$C^T = D \cdot C_1^T + D' \cdot C_2^T$$

Deoarece ecuațiile (8.5) formează un sistem liniar, teorema superpoziției se menține și acesta poate fi perturbat prin introducerea unei variații în tensiunea de intrare $\hat{u}_g$ astfel că $u_g = U_g + \hat{u}_g$ unde U_g este valoarea continuă, determinând o variație corespunzătoare în vectorul de stare $x = X + \hat{x}$ unde X este valoarea de curent continuu iar $\hat{x}$ variația. În mod analog, $y = Y + \hat{y}$ și:

$$\hat{x} = A \cdot X + b \cdot U_g + A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g$$
$$Y + \hat{y} = C^T \cdot X + C^T \cdot \hat{x} \tag{8.7}$$

Separând partea staționară de partea dinamică obținem pentru partea staționară:

$$A \cdot X + b \cdot U_g = 0; \quad Y = C^T \cdot x$$
$$Y = -C^T \cdot A^{-1} \cdot b \cdot U_g \tag{8.8}$$

iar pentru modelul dinamic:

$$\hat{x} = A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g$$
$$\hat{y} = C^T \cdot \hat{x} \tag{8.9}$$

Este de observat că în (8.8), valoarea staționară a vectorului X, va depinde în

general numai de D şi rezistenţele din modelul originar dar nu va depinde de elementele reactive L şi C. Aceasta, deoarece X este soluţia unui sistem liniar de ecuaţii.

$$A \cdot X + b \cdot U_g = 0 \tag{8.10}$$

Pentru modelul dinamic funcţiile de transfer sunt uşor de obţinut:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{u}_g(s)} = (sI - A)^{-1} b$$
$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}_g(s)} = C^T (sI - A)^{-1} b \tag{8.11}$$

Prin urmare, în acest moment sunt disponibile atât variabilele de stare, cât şi funcţiile de transfer.

Vom încerca să introducem efectul modulaţiei factorului de umplere în modelul mediat.

8.4.1. Influenţa factorului de umplere

Presupunem că factorul de umplere este $d(t) = D + \hat{d}$ unde D este factorul de umplere corespunzător regimului staţionar, iar $\hat{d}$ variţia suprapusă peste D.

Înlocuind $x = X + \hat{x}$, $y = Y + \hat{y}$ *si* $\hat{u}_g' = U_g + \hat{u}_g$ în (8.4) obţinem:

$$\hat{x} = A \cdot x + b \cdot U_g + A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g + [(A_1 - A_2) \cdot X + (b_1 - b_2) \cdot U_g] \cdot \hat{d} +$$
$$+ [(A_1 - A_2) \cdot \hat{x} + (b_1 - b_2) \cdot \hat{u}_g] \cdot \hat{d} \tag{8.12}$$
$$Y + \hat{y} = C^T \cdot X + C^T \cdot \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) \cdot X \cdot \hat{d} + (C_1^T - C_2^T) \cdot \hat{x} \cdot \hat{d}$$

8.4.2. Liniarizarea şi modelul final

Presupunând $\frac{\hat{u}_g}{U_g} << 1$, $\frac{\hat{d}}{D} << 1$, $\frac{\hat{x}}{X} << 1$ (8.13) vom neglija toţi termenii neliniari din ecuaţia (8.12) şi obţinem din nou un sistem liniar ce include efectul variaţiei factorului de umplere d.

După separarea părţii staţionare de partea dinamică, obţinem

$$X = -A^{-1} \cdot b \cdot U_g$$
$$Y = -C^T \cdot A^{-1} \cdot b \cdot U_g \tag{8.14}$$

şi:

$$\hat{x} = A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g + [(A_1 - A_2) \cdot X + (b_1 - b_2) \cdot U_g] \cdot \hat{d}$$
$$\hat{x} = -C^T \cdot \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) \cdot X \cdot \hat{d} \tag{8.15}$$

În aceste ecuații A, b și C^T sunt date de ecuația (8.6).

Ecuațiile (8.14) și (8.15) reprezintă modelul de nivel mic și joasă frecvență pentru convertoarele lucrând în regim continuu.

8.4.3.Modelul canonic

Din (8.14) și (8.15) se poate obține un model descriind proprietățile de intrare/ieșire și de control ca în figura (8.5):

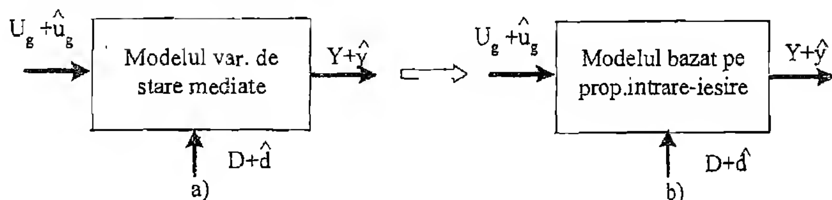


Fig. 8.5 - Trecerea de la modelul variabilelor de stare la modelul bazat pe proprietățile de intrare-ieșire.

Trecând de la modelul din figura (8.5a) la cel din figura (8.5b) anumite informații de comportare internă vor fi pierdute, dar pe de altă parte vor fi câștigate importante avantaje, în ușurința analizei circuitului. Se propune următoarea topologie de circuit arătată în figura 8.6.

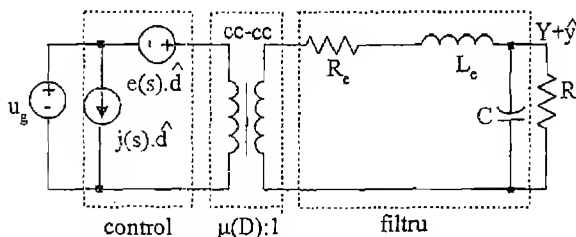


Fig.8.6 - Modelul canonic.

Vom numi acest model, modelul canonic, orice model intrare/ieșire indiferent de configurația convertorului putându-se reprezenta în această formă. Diferitele convertoare sunt reprezentate simplu printr-un set de formule, pentru cele patru elemente e(s), j(s), μ și $H_e(s)$. Polaritatea transformatorului ideal este determinată de faptul că etajul de putere este sau nu inversor iar μ este dependent de factorul de umplere D. Rezistența R_e este introdusă în modelul din figura 8.6 pentru a reprezenta proprietățile de amortizare ale filtrului trece jos. Aceasta este o rezistență efectivă care ține cont de diferitele rezistențe ohmice din circuitul real; rezistența de "comutare" datorate discontinuității tensiunii de ieșire și de asemenea de rezistența de "modulație", ce ține cont de timpul de stocare al

tranzistorului.

8.4.4. Derivarea modelului canonic din variabilele de stare

Din modelul general al variabilelor de stare mediate (8.14) și (8.15) se obține aplicând transformata Laplace:

$$\hat{x}(s) = (s\cdot I - A)^{-1}\hat{u}_g(s) + (s\cdot I - A)^{-1}[(A_1 - A_2)\cdot X + (b_1 - b_2)\cdot U_g]\cdot\hat{d}(s)$$
$$\hat{y}(s) = C^T\cdot\hat{x}(s) + (C_1^T - C_2^T)\cdot X\cdot\hat{d}(s) \qquad (8.16)$$

Acum din setul complet de funcții de transfer, vom alege cele ce descriu proprietățile intrare-ieșire:

$$\hat{y}(s) = G_{vg}\cdot\hat{u}_g(s) + G_{vd}\cdot\hat{d}(s)$$
$$\hat{i}(s) = G_{ig}\cdot\hat{u}_g(s) + G_{id}\cdot\hat{d}(s) \qquad (8.17)$$

Ecuațiile (8.17) sunt tipice pentru o rețea cu două porți.

Pentru modelul canonic propus avem:

$$\hat{y}(s) = \frac{1}{\mu}\cdot H_e(s)\cdot\hat{u}_g(s) + e\cdot\frac{1}{\mu}\cdot H_e(s)\cdot\hat{d}(s)$$
$$\hat{i}(s) = \frac{1}{\mu^2\cdot Z_{ei}(s)}\cdot u_g(s) + \left[j + \frac{e}{\mu^2\cdot Z_{ei}(s)}\right]\cdot\hat{d}(s) \qquad (8.18)$$

din comparația (8.17) cu (8.18) avem:

$$e(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{vg}(s)}; \quad j(s) = G_{id}(s) - e(s)\cdot G_{ig}(s)$$
$$H_e(s) = \mu\cdot G_{vg}(s) \qquad (8.19)$$

De observat că în (8.18) parametrul $1/\mu$ reprezintă câștigul ideal de curent continuu când elementele parazite sunt zero.

Cele două generatoare pot fi puse sub forma $e(s) = E.f_1(s)$ și $j(s) = J.f_2(s)$.

Particularizând pentru diferite convertoare, elementele din circuitul canonic sunt grupate în tabelul 8.1.

Modelul canonic din figura (8.6) încorporează toate cele trei proprietăți a unui convertor cc-cc: funcția de conversie cc (reprezentată prin transformatorul ideal μ:1), funcția de control (prin intermediul d) și filtrare ($H_e(s)$).

De observat că generatorul de curent $j(s)\cdot\hat{d}$ din circuitul canonic chiar superfluu, când sursa de tensiune $u_g(s)$ este ideală este necesar să reflecte influența unui generator neideal ca în cazul unui filtru de intrare.

	μ(s)	E	$f_1(s)$	j	$f_2(s)$	L_e
buck	$\frac{1}{D}$	$\frac{V}{D^2}$	1	$\frac{V}{R}4$	1	L
boost	1-D	V	$1-s\frac{L_e}{R}$	$\frac{V}{(1-D)^2R}$	1	$\frac{L}{(1-D)^2}$
buck-boost	$\frac{1-D}{D}$	$-\frac{V}{D^2}$	$1-s\frac{DL_e}{R}$	$-\frac{V}{(1-D)^2R}5$	1	$\frac{L}{(1-D)^2}$

Tabelul 8.1

8.5. Exemplu de utilizare a modelului variabilelor de stare mediate

Bazându-ne pe rezultatele obținute în capitolele precedente se va construi modelul SPICE pentru sursa flyback implementată în jurul circuitului integrat TL494 și reprezentată în figura 8.7. Prin înlocuirea etajelor componente cu modelele corespunzătoare se obține circuitul din figura 8.8. Pentru modelarea etajului de putere se va utiliza modelul canonic dedus mai sus. În continuare vom explica modul în care au fost modelate diferitele etaje.

Transformatorul de ieșire

Transformatorul de ieșire este modelat prin două surse de tensiune controlate în tensiune ET1 respectiv ET2 și două surse de curent controlate în curent FE1 și FE2.

Deoarece:
Np=33 sp
Ns1=5 sp
Ns2=11 sp
avem:

$$K_T = \frac{N_{s1}}{N_p} = 0.15$$

$$K_T = \frac{N_{s2}}{N_p} = 0.33$$

Factorul de umplere(D)

Știind că: U_{01}=5V și U_I=24V rezultă:

Fig.8.7 Sursă în comutație de tip flyback.

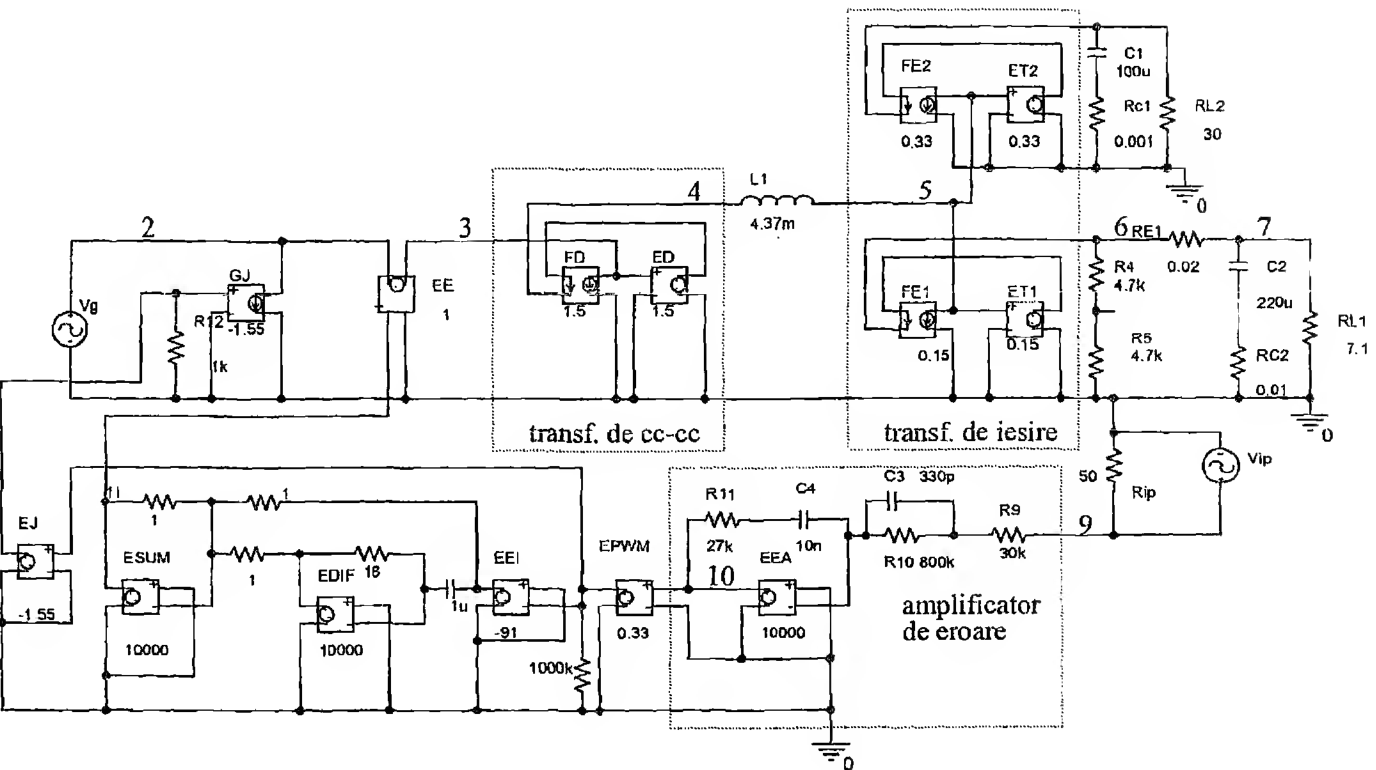


Fig.8.8 Modelul Spice al sursei flyback prezentată în figura 8.7

$$D = \frac{\frac{U_{01}}{U_1} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}}{1 + \frac{U_{01}}{U_1} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}} = 0.6$$

Valoarea efectivă a inductorului Le

Pentru convertorul buck-boost va rezulta din tabelul 8.1 valoarea (L_p =700μH):

$$L_e = \frac{L_p}{(1-D)^2} = 4.37mH$$

Modulatorul PWM

Ținând cont de formula 8.1 și de faptul că pentru circuitul TL494 U_m=3V vom obține:

$$K_m = \frac{1}{U_m} = 0.33\frac{1}{V}$$

Generatorul de tensiune EE

Generatorul EE din figura 8.8 este echivalent cu generatorul de tensiune $e(s)\hat{d}$ din figura 8.8 unde e(s)=Ef1(s).

Termenul E este simulat printr-o sursă de tensiune comandată în tensiune EEI. În cazul nostru:

$$E = \frac{-U_p}{D^2} = \frac{-U_{01} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}}{D^2} = -91$$

Zeroul din semiplanul drept prezent la convertoarele buck-boost, dat de termenul $f_1(s)$ se implementează utilizând un etaj de derivare realizat în jurul generatorului de tensiune, comandat în tensiune EDIF și etajului sumator ESUM.Câștigul etajului de derivare va fi dat de relația:

$$K_z = \frac{D \cdot L_e}{R_p}$$

unde R_p reprezintă rezistența de sarcină reflectată în primar. După câteva calcule simple se obține R_p=145Ω.Ca urmare: $Kz = 18 \cdot 10^{-6}$.

Generatorul de curent de la intrare

Generatorul de curent de la intrare j(s) din modelul canonic este reprezentat în figura 8.8 prin sursa de curent Gj comandată în tensiune. Câștigul acestui generator este dat de relația:

$$Kj = -\frac{U_p}{(1-D)^2 \cdot R_p} = -1.55$$

Transformatorul cc-cc

Transformatorul cc-cc este modelat prin sursa de tensiune comandată în tensiune ED și sursa de curent FD comandată în curent.

Câștigul acestor generatoare va fi dat de relația:

$$K_d = \frac{D}{1-D} = 1.5$$

Filtru de ieșire

Modelul filtrelor de ieșire este realizat cu componentele reale la care se adaugă rezistențele echivalente serie RESRC1 respectiv RESRC2 ale condensatoarelor de ieșire C1 și C2.

Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare este implementat cu ajutorul unui generator de tensiune comandat în tensiune EEA și componentele R11, C4, C5, R10, R9 .

Prin simulare în SPICE se pot obține caracteristicile de frecvență ale etajelor componente sau ale sursei pe ansamblu rezultate ce ne furnizeză o serie de informații cu privire la stabilitatea acesteia.

Caracteristica intrare-ieșire

Figura 8.9 reprezintă caracteristicile intrare- ieșire ale converorului flyback (buclă dechisă)

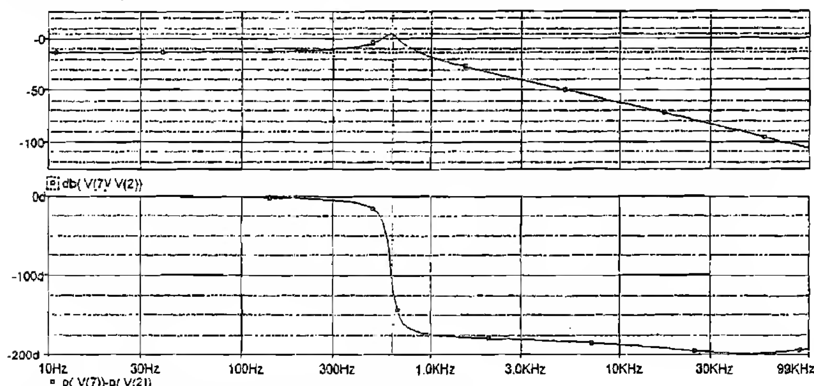


Fig. 8.9 Caracteristicile de transfer intrare –ieșire.

Influenţa rezistenţelor de pierderi ale condensatoarelor de ieşire este neglijabilă.

Caracteristica de transfer control-ieşire

Caracteristica de transfer control –ieşire, incluzând şi efectul modulatorului PWM este reprezentată în fig. 8.10

Din analiza caracteristicilor se observă existenţa unui pol dublu la frecvenţa f_p = 620.6Hz precum şi existenţa unui zero în planul drept (prezis de teorie) la frecvenţa f_{zp} =

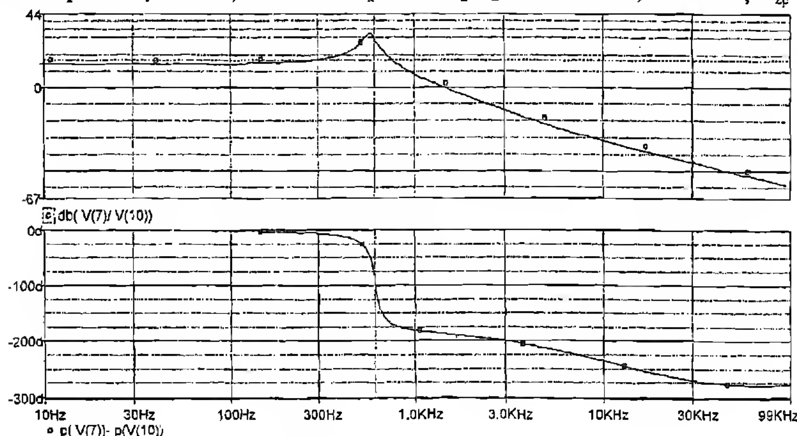


Fig. 8.10 Caracteristicile de transfer control-ieşire.

8kHz. Existenţa acestui zero duce la creşterea instabilităţii sistemului.

Caracteristica de transfer a amplificatorului de eroare

Amplificatorul de eroare s-a proiectat în aşa fel încât, să asigure compensarea întregului sistem. Structura aleasă este una de tip PID. Pentru compensarea polului dublu existent în caracteristica control-ieşire a convertorului flyback, amplificatorul de eroare conţine un zero dublu la aceeaşi frecvenţă (fig.8.11).

Caracteristica de transfer a buclei sursei

Caracteristica de transfer în buclă deschisă a sursei, este prezentată în figura 8.12. Se observă că avem o margine de fază de 45°, ceea ce conferă sistemului stabilitate. Banda relativ îngustă, determinată de considerentele de stabilitate, înrăutăţeşte însă comportarea dinamică a sistemului.

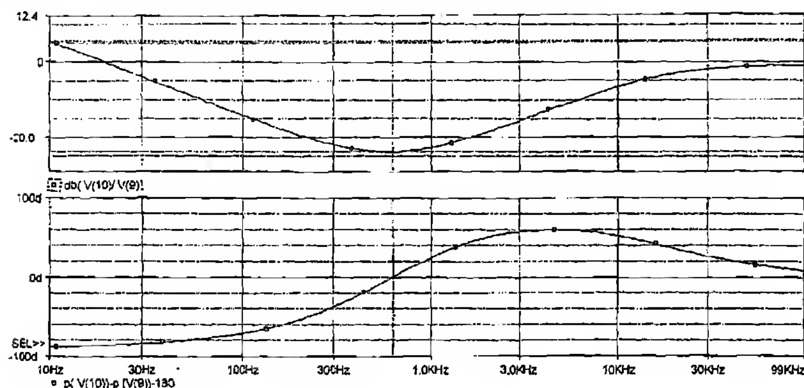


Fig. 8.11 Caracteristicile de transfer ale amplificatorului de eroare.

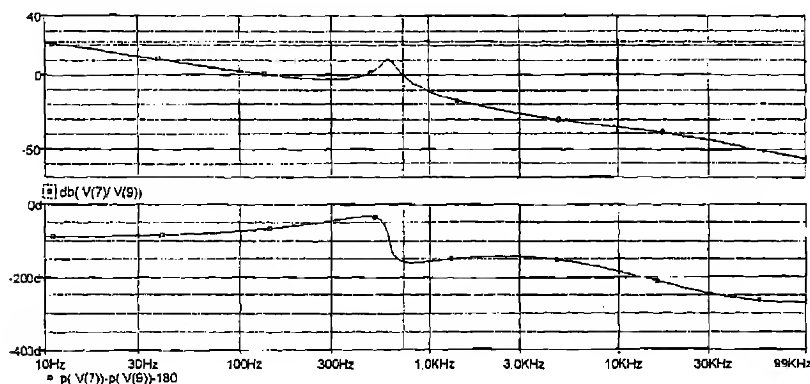


Fig. 8.12 Caracteristicile de transfer ale buclei inchise

Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare-notiţe de curs*, Cluj, 2001.
2. R.D. Middlebrook, S. Cuk.-*A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages*, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976, p.: 18-34.
3. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power*

Supplies-Design and Construction, John Wiley & Sons Inc., 1998.
4. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989.
5. Gh. Cartianu ş.a.-*Semnale, circuite şi sisteme*, EDP, Bucureşti, 1980.
6. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
6. ***MicroSim PSpice A/D, *Circuit Analysis Software*, California, 1996

Capitolul IX

CIRCUITE MAGNETICE

9.1 Relații fundamentale

Tensiunea magnetică între două puncte x_1 respectiv x_2 (fig.9.1a) este dată de relația:

$$U_m = \int_{x1}^{x2} H \cdot dl \tag{9.1}$$

unde: H este intensitatea câmpului magnetic.

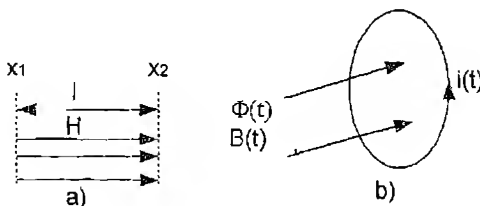


Fig. 9.1 a) Def. tensiunii magnetice b) Def. fluxului magnetic.

Dacă câmpul magnetic este uniform relația (9.1) se reduce la:

$$U_m = H \cdot l \tag{9.2}$$

Fluxul magnetic produs de câmpul magnetic de inducție B, prin suprafața A_c va fi dat de relația:

$$\phi = \int_{\Sigma} B \cdot dA \tag{9.3}$$

În cazul în care câmpul magnetic este uniform se obține:

$$\phi = B \cdot A_C \tag{9.4}$$

Legea lui Faraday: face legătura între tensiunea indusă într-o înfășurare și fluxul total din interiorul acelei înfășurări:

$$u(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{9.5}$$

Pentru câmp magnetic uniform distribuit relația devine:

$$u(t) = A_C \cdot \frac{dB(t)}{dt} \tag{9.6}$$

Legea lui Lenz: Tensiunea u(t) produsă de fluxul $\phi(t)$, dă naștere unui curent care crează un flux ϕ' ce se opune fluxului care l-a generat (fig.9.2).

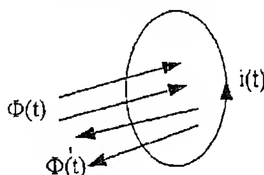


Fig. 9.2 Ilustrarea legii lui Lenz.

Legea lui Ampere: Face legătura între curentul din înfăşurare şi tensiunea magnetică:

$$\oint H \cdot dl = \int_{\Sigma} J \cdot dA \qquad (9.7)$$

J, fiind densitatea curentului electric ce strabate suprafaţa A.
Pentru câmp magnetic uniform avem(fig. 9.4):

$$H(t) \cdot l_m = i(t) \qquad (9.8)$$

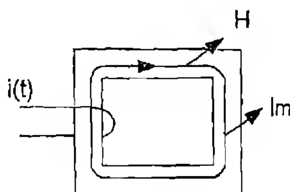


Fig. 9.3 Ilustrarea legii lui Ampere.

Relaţia dintre intensitatea câmpului magnetic H şi inducţia câmpului magnetic este determinată de caracteristicile materialului.
În aer (fig.9.5):

$$B = \mu_0 \cdot H \qquad (9.9)$$

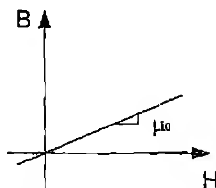


Fig. 9.4 Relaţia între B şi H în aer

unde:
$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\, H/m$

Figura (9.5) ilustrează caracteristica B-H pentru aliaj de fier. Caracteristica este puternic neliniară.

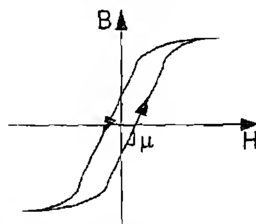


Fig. 9.5 Caracteristica B-H a materialelor de fier.

Pentru a simplifica analiza, caracteristica B-H este liniarizată pe porțiuni (fig.9.6). În acest caz avem:

$$B = \mu \cdot H \tag{9.10}$$

unde: $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$

μ_r fiind permeabilitatea relativă şi are valori cuprinse între 10^3 şi 10^5. Miezul magnetic se saturează când valoarea inducției depăşeşte o valoare B_{sat}. Pentru: $|B| > B_{sat}$ rezultă $\mu \cong \mu_0$.

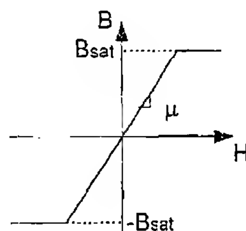


Fig. 9.6 Liniarizarea caracteristicii B-H a aliajelor B-H.

Valoarea tipică pentru B_{sat} este 1÷2T pentru fier laminat şi oțel silicios şi 0.25÷0.5 T pentru ferite.

Se vor determina caracteristicile electrice, pentru o bobină realizată pe un material magnetic având n spire.

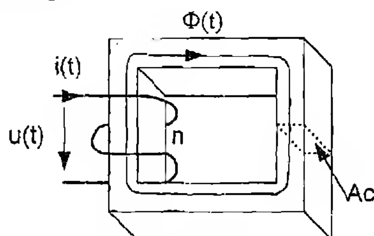


Fig. 9.7 Inductor realizat pe un miez magnetic.

Tensiunea produsă de fluxul $\phi(t)$ într-o spiră conform legii lui Faraday va fi:

$$u_{sp}(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{9.11}$$

iar tensiunea produsă în cele n spire:

$$u(t) = n \cdot u_{sp} = n \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{9.12}$$

Câmpul magnetic fiind uniform are loc relația:

$$u(t) = n \cdot A_C \cdot \frac{dB(t)}{dt} \tag{9.13}$$

iar legea lui Ampere dă:

$$H(t) \cdot l_m = n \cdot i(t) \tag{9.14}$$

Se consideră următorul model matematic pentru materialul magnetic:

$$\begin{aligned} &B = B_{sat} \text{ pentru } H > \frac{B_{sat}}{\mu} \\ &B = \mu \cdot H \text{ pentru } |H| < \frac{B_{sar}}{\mu} \\ &B = -B_{sat} \text{ pentru } |H| \leq -\frac{B_{sat}}{\mu} \end{aligned} \tag{9.15}$$

Se notează cu I_{sat}, curentul la care se produce saturația și se poate calcula ușor cu relația:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot l_m}{\mu \cdot n} \tag{9.16}$$

Pentru $|I| \leq I_{sat}$ relația (9.16) devine:

$$u(t) = \mu \cdot n \cdot A_C \cdot \frac{dH(t)}{dt} \tag{9.17}$$

sau ținând cont și de (9.14):

$$u(t) = \frac{\mu \cdot n^2 \cdot A_C}{l_m} \cdot \frac{di(t)}{dt} \tag{9.18}$$

Pe de altă parte:

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \tag{9.19}$$

Prin urmare:

$$L = \frac{\mu \cdot n^2 \cdot A_C}{l_m} \tag{9.20}$$

Când $|I| > I_{sat}$:

$$u(t) = n \cdot A_C \cdot \frac{dB_{sat}}{dt} \cong 0 \tag{9.21}$$

Observație:

Când miezul se saturează, dispozivul se comportă ca un scurcircuit.

9.2 Circuite magnetice:

Figura 9.8 reprezintă câmpul magnetic uniform într-un element având permeabilitatea μ, lungimea l şi aria transversală A_C. Tensiunea magnetică va fi :

$$U_m = H \cdot l_m \tag{9.22}$$

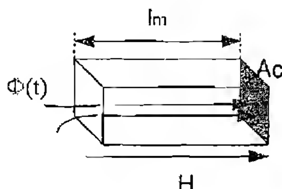


Fig. 9.8 Definirea reluctanței magnetice.

Deoarece: $H = \frac{B}{\mu}$ şi $B = \frac{\phi}{A_C}$ egalitatea (9.22) poate lua forma:

$$U_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_C} \cdot \phi \tag{9.23}$$

Această relație se mai poate scrie şi sub forma:

$$U_m = R_m \cdot \phi \tag{9.24}$$

unde:

$$R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_C} \tag{9.25}$$

Relația (9.25) reprezintă legea lui Ohm pentru circuite magnetice, iar mărimea R_m se numeşte *reluctanță magnetică.*

Structurile magnetice complicate formate din mai multe înfăşurări şi elemente eterogene: miezuri, intrefier etc. pot fi reprezentate utilizând circuite magnetice echivalente. Aceste circuite magnetice, pot fi rezolvate, utilizând analiza convențională a circuitelor, pentru a determina fluxuri, tensiuni magnetice, tensiuni electrice şi curenți.

Se consideră un inductor (fig.9.9) realizat pe un miez având intrefierul l_g, lungimea materialului magnetic fiind l_c

Conform legii lui Ampere se poate scrie:

$$U_{mc} + U_{mg} = n \cdot i \tag{9.26}$$

Reluctanța intrefierului este R_{mg}, iar a materialului magnetic R_{mc}:

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_o \cdot A_c} \tag{9.27}$$

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \cdot A_c} \tag{9.28}$$

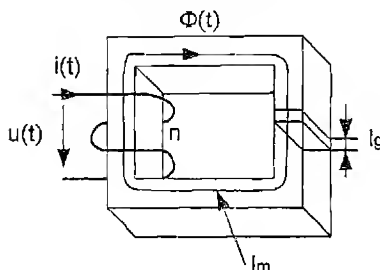


Fig. 9. 9 Circuit magnetic cu intrefier.

Ca urmare:

$$n \cdot i = \phi \cdot (R_c + R_g) \qquad (9.29)$$

iar conform legii lui Faraday:

$$u(t) = n \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \qquad (9.30)$$

Din (9.29) şi (9.30) rezultă:

$$u(t) = \frac{n^2}{R_{mc} + R_{mg}}. \qquad (9.31)$$

de unde:

$$L = \frac{n^2}{R_{mc} + R_{mg}} \qquad (9.32)$$

Observaţie:

Intrefierul creşte reluctanţa totală a circuitului magnetic şi descreşte inductivitatea. Este folosit in inductoare din două motive:

1) *fară intrefier, inductivitatea este direct proporţională cu permebilitatea μ, mărime ce este dependentă de temperatură şi punctul de funcţionare al circuitului magnetic. Prin adăugarea unui intrefier valoarea inductivităţii· este mai puţin dependentă de variaţia lui μ.*
2) *Adăugarea intrefierului, face ca inductorul să lucreze la curenţi mult mai mari fară să se satureze.*

Deoarece ϕ este proprţional cu B în cazul când miezul nu este saturat :

$$n \cdot I \equiv H \qquad (9.33)$$

Când miezul este saturat:

$$\phi_{sat} = B_{sat} \cdot A_C \qquad (9.34)$$

de unde:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A_C}{n} \cdot (R_{mc} + R_{mg}) \qquad (9.35)$$

9.3 Modelarea transformatorului

Considerăm transformatorul realizat cu două înfăşurări. Aria secţiunii transvesale este A_C, lungimea medie l_m şi permebilitatea μ. Circuitul magnetic echivalent este reprezentat în figura (9.10) . Reluctanţa miezului este:

$$R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \tag{9.36}$$

Conform legii lui Ampere este adevărată egalitatea:

$$U_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \tag{9.37}$$

care se poate scrie şi sub forma:

$$\phi \cdot R_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \tag{9.38}$$

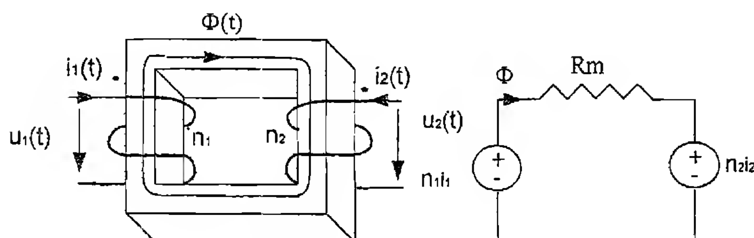


Fig. 9.10 Transformatorul şi modelul său.

Transformatorul ideal

În cazul transformatorului ideal $R_m = 0$. Relaţia (9.38) devine:

$$n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 = 0 \tag{9.39}$$

iar conform legii lui Faraday sunt adevărate egalităţile:

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi}{dt}$$
$$u_2 = n_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \tag{9.40}$$

de unde:

$$\frac{u_1}{n_1} = \frac{u_2}{n_2} \tag{9.41}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \tag{9.42}$$

9.3.1 Inductanţa de magnetizare

În cazul în care $R_m \neq 0$:

$$\phi \cdot R_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \tag{9.43}$$

şi:

$$u_1 = \frac{d\phi}{dt} \tag{9.44}$$

Eliminând ϕ se obţine:

$$u_1 = \frac{n_1^2}{R_m} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \left(i_1 + \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \right) \tag{9.45}$$

Această relaţie ia forma:

$$u_1 = L_m \cdot \frac{di_m}{dt} \tag{9.46}$$

unde:

$$L_m = \frac{n_1^2}{R_m} \tag{9.47}$$

$$i_m = i_1 + \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \tag{9.48}$$

reprezintă inductanţa de magnetizare, respectiv curentul de magnetizare. Circuitul echivalent este reprezentat în figura 9.11.

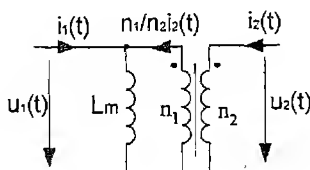


Fig. 9.11 Schema echivalentă a transformatorului cu inductanţa de magnetizare.

Transformatorul se saturează când inducţia depăşeşte B_{sat}. Când tranformatorul se saturează, curentul de magnetizare devine foarte mare şi înfăşurările trasformatorului sunt în scurcircuit.

Observaţie:

Valori mari pentru curenţii $i_1(t)$, respectiv $i_2(t)$ nu produc neapărat saturaţia miezului. Mai mult, saturaţia mieżului este o funcţie de produsul tensiune- timp.

Curentul de magnetizare este dat de relaţia:

$$i_m(t) = \frac{1}{L_m} \int u_1(t)dt \tag{9.49}$$

sau

$$B(t) = \frac{1}{n_1 \cdot A_C} \cdot \int u_1(t)dt \tag{9.50}$$

Notăm mărimea:

$$\lambda = \int_{t1}^{t2} u_1(t)dt \tag{9.51}$$

Când λ atinge o valoare prea mare, există pericolul ca miezul magnetic să se satureze. Saturarea miezului se poate evita, fie crescând numărul de spire, fie aria secţiunii tranversale a miezului A_C.

Adăugarea unui intrefier nu are efect asupra saturaţiei miezului unui trasformator convenţional, deoarece nu se modifica relaţia (9.50).

Un intrefier face transformatorul mai puţin ideal, descrescând L_m şi crescând curentul de magnetizare fără să modifice B(t). Mecanismul de saturaţie din

trasformator diferă de cel din inductor, deoarece saturația trasformatorului este determinată de tensiunea aplicată , mai mult decât de curenții din înfăşurări.

9.3.2 Inductanțele de scăpări

În realitate, o parte din fluxul creat într-o înfăşurare nu trece şi prin cealaltă dând naştere unor fluxuri de scăpări ϕ_{l1}, respectiv ϕ_{l2}.

Figura (9.12) ilustrează modelul unui transformator, care include inductațele de pierderi L_{l1} şi L_{l2}. Aceste inductanțe fac ca raportul $\frac{u_1}{u_2}$ sa fie diferit de $\frac{n_1}{n_2}$.

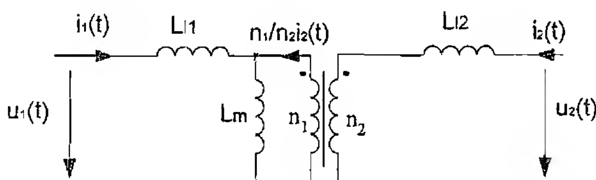


Fig. 9.12 Modelul trasformatorului cu inductanțe de scăpări.

Relațiile dintre tensiunile la bornele unui transformator şi curenții din înfaşurări sunt:

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} \ldots L_{12} \\ L_{21} \ldots L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \tag{9.52}$$

Marimea L_{12} este numită inductanță mutuală şi este dată de relația:

$$L_{12} = \frac{n_1 \cdot n_2}{R_m} = \frac{n_2}{n_1} \cdot L_{mp} \tag{9.53}$$

iar L_{11} şi L_{22}-sunt inductanțele primarului respectiv a secundarului.

Între inductanțe există următoarele egalități:

$$L_{11} = L_{l1} + \frac{n_1}{n_2} \cdot L_{12} \tag{9.54}$$

$$L_{22} = L_{l2} + \frac{n_1}{n_2} \cdot L_{12} \tag{9.55}$$

Coeficientul de cuplaj este dat de relația:

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \tag{9.56}$$

unde $0 \le k \le 1$.

Trebuie remarcat că este posibilă construcția unor transformatoare având k=0.99 .

9.4 Pierderile în transformator

Se consideră un inductor pe care se aplică tensiunea periodică u(t) fiind străbătut de curentul i(t) cu frecvența f. Energia stocată într-o perioadă de timp va fi:

$$W = \int u(t) \cdot i(t) \cdot dt \tag{9.57}$$

care se mai poate scrie sub forma(s-a ținut seama de relațiile de mai sus):

$$W = \int \left(n \cdot H_C \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right) \cdot \left(\frac{H(t) \cdot l_m}{n} \right) \cdot dt = \left(A_C \cdot l_m \right) \int H \cdot dB \tag{9.58}$$

unde:

$$V_e = A_C \cdot l_m \tag{9.59}$$

reprezintă volumul miezului magnetic.

Pierderile de histerezis proporționale cu aria ciclului se calculează cu[5]:

$$P_H = f \cdot A_C \cdot l_m \int H \cdot dB \tag{9.60}$$

Pierderile prin histerezis cresc cu frecvența de lucru. Materialele magnetice din aliajele fierului sunt bune conducătoare electrice. Prin urmare apar curenți turbionari care cresc pierderile în miezul magnetic. Modul cum apar acești curenți turbionari este reprezentat în figura 9.13.

Fluxul $\phi(t)$ produce curenții turbionari i(t). Pierderile produse de curenții turbionari sunt proporționale cu i^2 și în final cu f^2. Există o legatură între pierderile în miez și B_{sat}. Cu cât acceptăm B_{max} mai mare, se reduce dimensiunea și deci costul miezului. Materialele pe bază de oțel silicios admit un B_{sat}=1.5÷2 T. Din păcate în aceste materiale apar pierderi mari, în special datorită curenților turbionari. Materialele magnetice realizate din pulberi metalice ce conțin particule suficient de mici au pierderi datorită curenților turbionari, mai mici. Aceste particule sunt unite între ele cu un amestec izolator. Se ating astfel valori pentru B_{sat} de 0.6÷0.8T cu piederi mult mai mici decât se obțin in table laminate. Miezurile pe bază de pulberi magnetice sunt utilizate la realizarea inductoarelor până la frecvențe de 100kHz. Aliajele amorfe au piederi de histerezis mici. Pierderile prin curenți turbionari sunt de asemenea mici însă mai mari decât la ferite.

Feritele sunt materiale realizate pe baze de oxizi de fier având B_{sat}=0.25÷0.5T. Rezitivitatea lor este mai mare decât a celorlalte materiale și prin urmare pierderile datorate curenților turbionari sunt mai mici.

Feritele Mn-Zn au o largă aplicabilitate în inductoare și trasformatoare într-un domeniu larg de frecvențe 10kHz÷1MHz

Pierderile pot fi calculate cu formula empirică[5]:

$$P_{Fe} = K_{Fe} \cdot B_{max}^{\beta} \cdot A_C \cdot l_m \tag{9.61}$$

unde $\beta \cong 2.6 - 2.8$. Constanta K_{Fe} crește rapid cu creșterea frecvenței.

9.4.1 Pierderile în Cu la joasă frecvență

Pierderi semnificative apar în înfășurări chiar la joasă frecvență, determinate de de rezistivitatea finită a materialului conductor. Se pot calcula cu formula:

$$P_{Cu} = I_{ef}^2 \cdot R_{Cu} \tag{9.62}$$

unde:

I_{ef} – valoarea efectivă a curentului din înfăşurare. Rezistenţa înfăşurării se poate determina cu relaţia:

$$R_{Cu} = \rho \cdot \frac{l_b}{A_w} \tag{9.63}$$

A_w - aria conductorului;
$\rho = 1.7\ 10^{-7} \Omega m$-rezistivitatea Cu;
l_b -lungimea conductorului din înfăşurare.

9.4.2 Pierderile datorită curenţilor turbionari din înfăşurări

Pierderile datorită curenţilor turbionari apar prin două mecanisme:
- efect de suprafaţă;
- efect de proximitate.

Efectul de suprafaţă

Figura 9.13 arată curentul i(t) ce parcurge un conductor. Acest curent crează fluxul $\phi(t)$. Conform legii lui Lenz, acest flux induce curenţi turbionari ce crează un flux ce se opune fluxului iniţial. Curenţii turbionari reduc densitatea netă a curentului

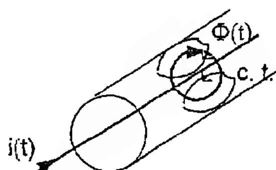


Fig. 9.13 Apariţia curenţilor turbionari în conductor.

în centru conductorului şi o cresc la suprafaţa acestuia. Distribuţia curentului în conductor se poate determina, cu ajutorul ecuaţiilor lui Maxwell.

Densitatea curentului descreşte exponenţial de la suprafaţă. Se defineşte o mărime caracteristică numită adâncime de pătrundere:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \tag{9.64}$$

La Cu, cu $\mu = \mu_0$ şi şi rezistivitatea ρ măsurată la 100°C relaţia devine:

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} cm \tag{9.65}$$

Efectul de proximitate

Curentul ce străbate un conductor produce curenţi turbionari în conductoarele adiacente, ducând la apariţia unor pierderi suplimentare. Fenomenul poartă numele de *efect de proximitate.*

În figura 9.14 este ilustrat modul de apariţie acestui fenomen. Stratul 1 transportă curentul i(t). Conform legii lui Lenz apare un curent –i(t) la suprafaţa înfăşurării 2. Deoarece stratul 2 este legat în serie cu stratul 1 curentul net în înfăşurarea 2 trebuie să fie i(t). În consecinţă, la suprafaţa superioară a înfăşurării 2 va curge un curent 2·i(t) ş.a.m.d.

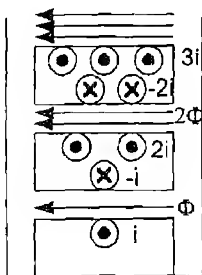


Fig. 9.14 Efectul de proximitate în înfăşurări.

Pierderile în Cu cauzate de curenţii turbionari induşi în înfăşurări pot fi substanţiale.

Notăm cu P_1 piederile datorită efectului de proximitate produse în înfăşurarea 1. În stratul 2 curentul 2·i(t) va produce pierderea 4·P_1. Drept urmare, pierderile totale din stratul 2 vor fi:

$$P_2 = P_1 + 4 \cdot P_1 = 5 \cdot P_1 \tag{9.66}$$

În mod similar pierderile totale în stratul 3 vor fi:

$$P_3 = 4 \cdot P_1 + 9 \cdot P_1 = 13 \cdot P_1 \tag{9.67}$$

iar în stratul m:

$$P_m = \left[(m-1)^2 + m^2\right] \cdot P_1 \tag{9.68}$$

Pierderile totale produse în M straturi se pot calcula cu formula:

$$P_W\big|_{d>>\delta} = \sum_{j=1}^{M} P_j = \frac{M}{3} \cdot \left(2 \cdot M^2 + 1\right) \cdot P_1 \tag{9.69}$$

În cazul în care $d = \delta$:

$$P_W = M \cdot P_1 \tag{9.70}$$

Pentru alte grosimi, rezistenţa de curent continuu şi pierderile sunt reduse cu un factor d/δ. Prin urmare, pierderile totale la joasă frecvenţă pot fi calculate cu:

$$P_{Wcc} = M \cdot P_1 \cdot \frac{\delta}{d} \tag{9.71}$$

Putem concluziona că, efectul de proximitate creşte pierderile în înfăşurări cu un factor:

$$F_{R|d>>\delta} = \frac{P_{W|d>>\delta}}{P_{W,cc}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{d}{\delta} \cdot \left(2 \cdot M^2 + 1\right) \tag{9.72}$$

Factorul F_R se mai notează cu $\frac{Rca}{Rcc}$ unde:

R_{ca} reprezintă rezistența efectivă în curent alternativ: $\frac{P_w}{I_{ef}^2}$.

Exemplu prezentat în figura 9.14 și asociat cu relațiile (9.68) și (9.72) sunt limitate de $d >> \delta$. Pierderile minime apar , când grosimea conductoarelor este apropiată de adâncimea de pătrundere.

Înfășurările realizate din conductoare rotunde pot fi tratate într-o manieră similară. În scopul determinării pierderilor datorită efectului de proximitate într-un strat având n spire ce transportă un curent i(t) poate fi aproximat cu o spiră realizată dintr-o folie ce transportă curentul ni(t).

Pașii de transformare a unui strat realizat din n conductoare într-o folie sunt prezentați în figura 9.15.

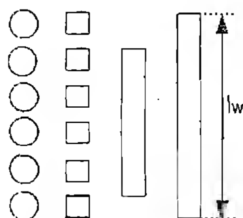


Fig. 9.15 Echivalarea unui strat cu conductoare rotunde cu o bandă conductoare.

Conductoarele cu secțiune circulară sunt înlocuite cu conductoare cu secțiune patrată având aceeași arie. Grosimea conductorului cu arie patrată va fi: $d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}}$. Aceste conductoare sunt puse unul lângă altul într-un strat formând astfel o folie. În final lățimea este mărită să acopere mărimea ferestrei miezului. Deoarece, acest proces mărește aria secțiunii tranversale, trebuie introdus un factor de compensare η pentru a corecta rezistența de curent continuu a conductorului. Acest factor numit *factor de porozitate* va crește rezistivitatea ρ.

Dacă lățimea stratului, l_w conține n_l conductoare rotunde având diametrul d atunci:

$$\eta = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot d \cdot \frac{n_l}{l_w} \qquad (9.73)$$

O valoare tipică este: η=0.8.

Notăm cu φ raportul efectiv între grosimea conductorului și adâncimea de pătrundere fiind dat de relația:

$$\varphi = \sqrt{\eta} \cdot \frac{d}{\delta} \qquad (9.74)$$

Câmpul magnetic în vecinătatea înfășurărilor

Considerăm un transformator a cărui primar și secundar conțin fiecare câte 3 straturi și trasportă curentul i(t)(fig.9.16). Câmpul magnetic și tensiunea pot fi calculate aplicând legea lui Ampere. Pentru acest exemplu, relația care dă tensiunea magnetică este:

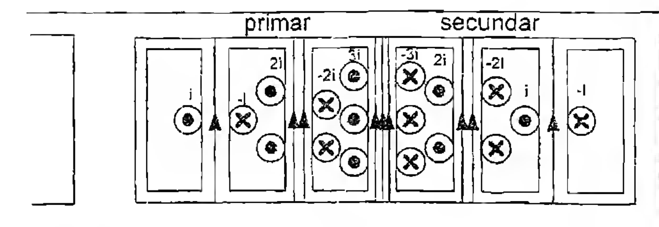


Fig. 9.16 Distribuția curenților într-un transformator.

$$U_m(x) = \int H dl = H \cdot l_w = (m_p - m_s) \cdot i \tag{9.75}$$

unde:

m_p-numărul de straturi ale înfășurării primarului;

m_s-numărul de straturi ale înfășurării secundarului.

l_w- lățimea ferestrei.

Se presupune că reluctanța miezului este mult mai mică decât reluctanța din spațiul liber dintre înfășurări. Ca urmare:

$$H(x) = \frac{U_m(x)}{l_w} \tag{9.76}$$

În figura 9.17 este arătată distribuția tensiunii magnetice pentru curent continuu și de joasă frecvență.

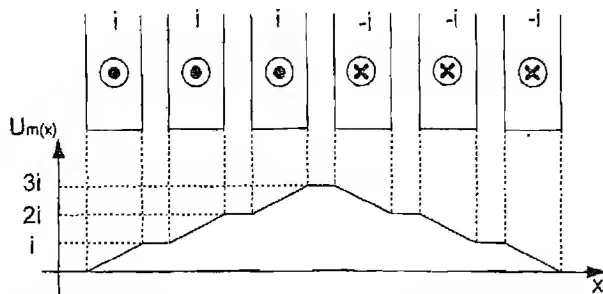


Fig. 9.17 Distribuția tensiunii magnetice în înfășurări la joasă frecvență.

La frecvențe mari când d>>δ, efectul de proximitate duce la o distribuitie de tipul celei indicate în figura 9.18. Curenții turbionari, impiedică câmpul magnetic să pătrundă în conductor.

Figura 9.19 prezintă cazul în care straturile primarului și secundarului sunt întrețesute. Este reprezentată de asemenea distribuția tensiunii magnetice. Se observă că prin această metodă se reduce câmpul magnetic între înfășurări.

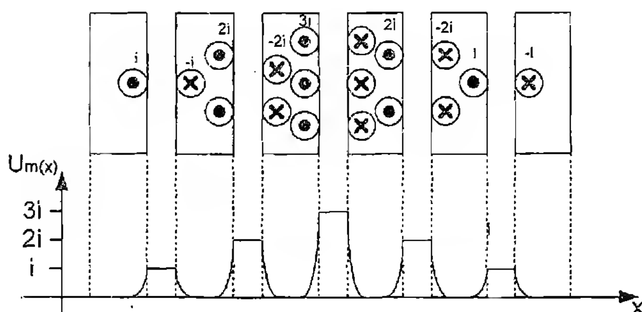


Fig. 9.18 Distribuția tensiunii magnetice în înfășurări la înaltă frecvență

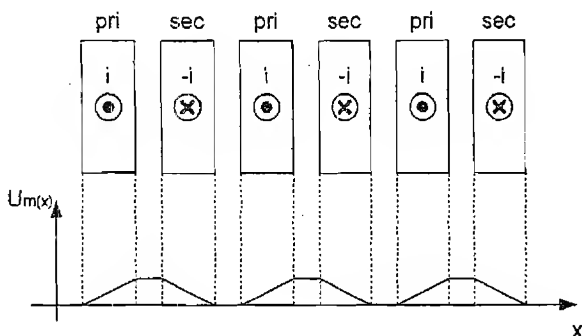


Fig. 9.19 Distribuția câmpului magnetic în cazul întrețeserii înfășurărilor.

O altă posibilitate de întrețesere a înfășurărilor este prezentată în figura 9.20 alături de distribuția corespunzătoare a tensiunii magnetice.

Puterea pierdută într-un strat

Vom determina puterea pierdută într-un strat de grosime d (fig.9.21).

Intensitatea câmpului magnetic de o parte și de cealaltă va fi H(0), respectiv H(d). Se presupune că, câmpul magnetic are componenta normală la suprafață nulă și are o variație sinusoidală în timp. Aplicând ecuațiile lui Maxwell, după calcule se obține:

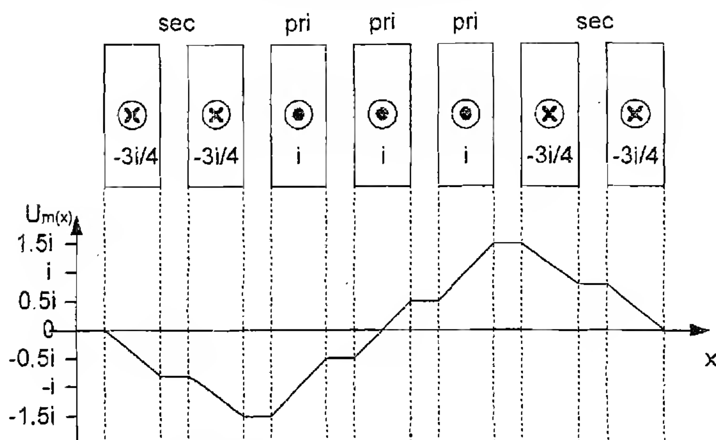


Fig. 9.20 Întrețeserea parțială a înfășurărilor și distribuția tensiunii magnetice.

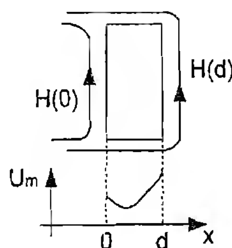


Fig. 9.21 Distribuția tensiunii magnetice într-un strat.

$$P = R_{cc} \cdot \frac{\varphi}{n_l^2} \cdot \left[\left(U_m^{\ 2}(d) + U_m^2(0) \right) \cdot G(\varphi) - 4 \cdot U_m(d) \cdot U_m(0) \cdot G_2(\varphi) \right] \qquad (9.77)$$

unde: n_l este numărul de spire al stratului.

$$R_{cc} = \rho \cdot \frac{l_b}{A_w} = \rho \cdot \frac{MLT \cdot n_l^3}{\eta \cdot l_w^2}$$

$$G_1(\varphi) = \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)}$$

Dacă înfășurarea este parecursă de curentul I se poate scrie:

$$U_m(d) - U_m(0) = n_l \cdot I \qquad (9.78)$$

dar, $\frac{U_m(0)}{U_m(d)} = \frac{m-1}{m}$, m fiind numărul stratului.

Puterea disipată în strat va fi:

$$P = I^2 \cdot R_{cc} \cdot \varphi \cdot Q^{'}(\varphi, m) \qquad (9.79)$$

unde:

$$Q^{'}(\varphi,m)=\left(2\cdot m^{2}-2\cdot m+1\right)\cdot G_{1}(\varphi)-4\cdot m\cdot(m-1)\cdot G_{2}(\varphi) \quad (9.80)$$

Putem trage concluzia că datorită efectului de proximitate pierderile în Cu într-un strat vor creşte cu:

$$\frac{P}{I^{2}\cdot R_{cc}}=\varphi\cdot Q^{'}(\varphi,m) \quad (9.81)$$

În cazul în care d=δ relaţia (9.81) devine:

$$\frac{P}{P_{cc|d=\delta}}=Q^{'}(\varphi,m) \quad (9.82)$$

Pierderile într-o înfăşurare

Presupunem că primarul şi secundarul transformatorului au M straturi. În figura 9.22 s-a reprezentat cazul a 3 straturi.

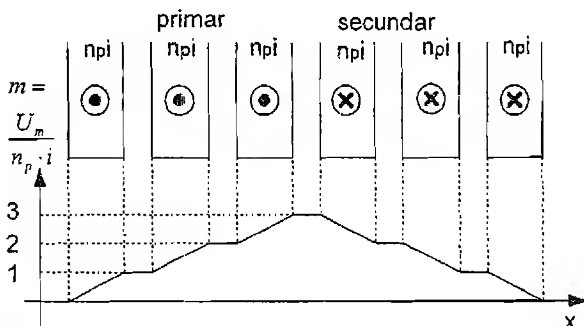


Fig.9.22 Distribuţia câmpului în

În acest caz:

$$F_{R}=\frac{\Pr i}{Pcc}=\frac{1}{M}\cdot\sum_{m=1}^{M}\varphi\cdot Q^{'}(\varphi,m) \quad (9.83)$$

Datorită simetrie înfăşurărilor, pierderile din înfăşurarea secundarului va fi mărită cu acelaşi factor

Înlocuind în relaţia (9.80) se obţine:

$$F_{R}=\frac{\varphi}{M}\cdot\sum_{m=1}^{M}\left[m^{2}\cdot(2\cdot G_{1}(\varphi)-4\cdot G_{2}(\varphi))-m\cdot(2\cdot G_{1}(\varphi)-4\cdot G_{2}(\varphi)+G_{1}(\varphi)\right] \quad (9.84)$$

$$\sum_{m=1}^{M}m=\frac{M(M+1)}{2} \quad (9.85)$$

$$\sum_{m=1}^{M}m^{2}=\frac{M\cdot(M+1)\cdot(2M+1)}{6} \quad (9.86)$$

Utilizând aceste identităţi, relaţia (9.86) se simplifică devenind:

$$F_R = \varphi \cdot \left[G_1(\varphi) + \frac{2}{3} \cdot \left(M^2 - 1\right) \cdot (G_1(\varphi) - 2 \cdot G_2(\varphi) \right] \quad (9.87)$$

Pentru φ mare $G_1(\varphi)$ tinde spre 1 în timp ce $G_2(\varphi)$ tinde spre 0. Pentru cazul când φ=1 relația devine:

$$\frac{Ppri}{Ppri, cc|\varphi = 1} = G_1(\varphi) + \frac{2}{3} \cdot \left(M^2 - 1\right) \cdot \left(G_1(\varphi) - 2 \cdot G_2(\varphi)\right) \quad (9.88)$$

Minimul pierderilor se obține pentru $\varphi \leq 1$. O cale de a reduce pierderile de proximitate este de a realiza întrețeserea înfășurărilor.

Bibliografie

1. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
2. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
3. *** Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
4. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, Power Electronics: *Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
5. *** Unitrode, *Power Supply-Design Seminar*, SEM-700, 1990.

Capitolul X

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI ŞI INDUCTORULUI

Dacă se consideră o înfăşurare străbătută de un curent având valoarea de vârf I_{max} acesta generează o inducţie cu valoarea B_{max}. Pentru a evita saturaţia miezului trebuie sa fie indeplinită condiţia:

$$B_{sat} \geq B_{max} \tag{10.1}$$

Conform relaţiilor (9.27) şi (9.28) în cazul general a unui miez cu intrefier reluctanţa magnetică este:

$$R_{mc} + R_{mg} = \frac{1}{A_C} \cdot \left(\frac{l_g}{\mu_o} + \frac{l_c}{\mu} \right) = \frac{1}{A_C \cdot \mu_o} \cdot \left(l_g + \frac{l_c}{\mu_r} \right) \tag{10.2}$$

Presupunem că miezul este realizat dintr-un alt material cu pearmeabilitate relativă echivalentă μ_{re} fară intrefier şi având aceeaşi reluctanţă magnetică. Intrucât $l_g << l_c$:

$$R_{me} = \frac{l_c}{A_c \cdot \mu_{re} \cdot \mu_0} \tag{10.3}$$

Din egalitatea celor două relaţii rezultă:

$$\frac{l_c}{\mu_{re}} = l_g + \frac{l_c}{\mu_r} \tag{10.4}$$

sau:

$$\mu_{re} = \frac{l_c}{l_g + \frac{l_c}{\mu_r}} = \frac{\mu_r}{1 + \frac{l_g \cdot \mu_r}{l_c}} \tag{10.5}$$

$$l_g = l_c \cdot \left(\frac{1}{\mu_{re}} - \frac{1}{\mu_r} \right) \cong \frac{l_c}{\mu_{re}} \tag{10.6}$$

S-a presupus: $\mu_r >> \mu_{re}$.

Pe baza celor calculate mai sus relaţia (9.32) devine:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_{re} \cdot \frac{A_C \cdot n^2}{l_c} = A_L \cdot n^2 \tag{10.7}$$

şi

$$n \cdot I_{max} = B_{max} \cdot \frac{l_c}{\mu_{re} \cdot \mu_0} \tag{10.8}$$

unde: A_L reprezintă inductanţa specifică.

Dacă se notează cu $V_c = A_c \cdot l_c$ volumul miezului de ferită prin substituirea valorii n din ecuaţia (10.8) în (10.7) se obţine:

$$V_c = \mu_0 \cdot \mu_{re} \cdot \frac{L \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2} \tag{10.9}$$

Relaţia poate fi utilizată într-o prima aproximaţie la alegerea miezului de ferită.

Dacă se notează cu A_w aria secţiunii conductoarelor de Cu utilizate pentru realizarea înfăşurării, atunci suprafaţa ocupată de cele n spire va fi $n \cdot A_w$. Dacă aria ferestrei miezului de ferită este W_A atunci trebuie indeplinită condiţia:

$$K_u \cdot W_A \geq n \cdot A_W \tag{10.10}$$

unde: K_u reprezintă factorul de umplere al înfăşurării. Valoarea tipică pentru factorul de umplere este 0,4-0,5.

Notând cu l_{med} lungimea medie a unei spire atunci rezistenţa înfăşurarii va fi:

$$R = \rho \cdot \frac{n \cdot l_{med}}{A_W} \tag{10.11}$$

ρ fiind rezistivitatea cuprului.

Din relaţiile (10.7), (10.8), (10.10) după prelucrări se obţine:

$$\frac{A_C^2 \cdot W_A}{l_{med}} \geq \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R \cdot K_u} \tag{10.12}$$

Membru stâng al acestei relaţii depinde doar de geometria miezului şi se notează cu K_g. Îl numim constanta geometrică a miezului.

Relaţia (10.12) scoate în evidenţa câteva observaţii:

- Creşterea inductivităţii sau a curentului de vârf presupun o creştere a mărimii miezului.
- Creşterea inducţie însă, duce la o micşorare a volumului miezului de ferită utilizat.

În continuare, se va face o generalizare a metodei prezentate încercându-se o proiectare care să ducă la minimizarea pierderilor în miezul magnetic.

Se presupune un transformator cu k înfăşurări ca în figura 10.1

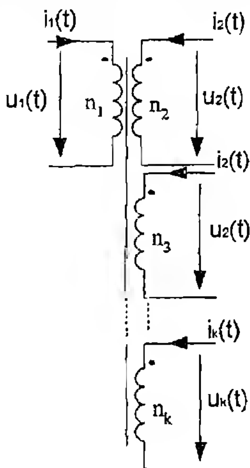


Fig.10.1 Transformator cu k înfăşurări.

Notăm cu P_{Cu} , P_{Fe} pierderile în înfăşurări, respectiv în miezul de ferită. Vom calcula inducţia maximă B_{Max} în ideea de a minimiza pierderile totale din transformator: $P_{tot} = P_{Fe} + P_{Cu}$. Într-o primă aproximaţie, curentul de magnetizare se poate neglija. De asemenea, se va optimiza alocarea ariei ferestrei miezului diferitelor înfăşurări astfel încât pierderile totale să fie minimizate.

10.1 Optimizarea ariei ferestrei

Primul pas în proiectarea unui trasformator constă în alocarea ariei arie ferestrei între diferitele înfăşurări. Presupunem că proiectăm un transformator cu k înfăşurari fiecare având un număr de spire n_1, n_2, ..n_k. Fie I_{1ef}, I_{2ef}, ...I_{kef} valorile efective ale curenţilor prin cele k înfăşurări. Ca urmare se poate scrie:

$$\frac{u_1(t)}{n_1} = \frac{u_2(t)}{n_2} = ... = \frac{u_k(t)}{n_k} \tag{10.13}$$

În primul rând este necesar să se aloce aria totală a ferestrei transformatorului W_A diferitelor înfăşurări. Fie α_j partea alocată infăşurării j.

Sunt adevărate relaţiile:

$$0 < \alpha_j < 1 \tag{10.14}$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 ... \alpha_k = 1 \tag{10.15}$$

La joasă frecvenţă, pierderile în înfăşurarea j, P_{CuJ} depinde de rezistenţa înfăşurării:

$$P_{Cuj} = I_{jef}^2 \cdot R_j \tag{10.16}$$

Rezistenţa înfăşurarii j este:

$$R_j = \rho \cdot \frac{l_j}{A_{Wj}} \tag{10.17}$$

unde: ρ reprezintă rezistivitatea conductorului, iar l_j şi A_{Wj} lungimea, respectiv aria secţiunii acestuia. Se poate scrie:

$$l_j = n_j \cdot l_{med} \tag{10.18}$$

$$A_{Wj} = \frac{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j}{n_j} \tag{10.19}$$

unde: l_{med} este lungimea medie a unei spire, K_u este factorul de umplere al înfăşurării, iar W_A aria disponibilă a ferestrei miezului.

Din relaţiile (10.18) şi (10.19) se ajunge la:

$$R_j = \rho \cdot \frac{n_j^2 \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j} \tag{10.20}$$

Revenind la relaţia(10.16) se obţine:

$$P_{Cuj} = \rho \cdot \frac{I_{jef}^2 \cdot n_j^2 \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j} \tag{10.21}$$

Pierderile totale în infăşurări sunt:

$$P_{Cutot} = \sum_1^k P_{Cuj} = \frac{\rho \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u} \sum_1^k \left(\frac{n_j^2 \cdot I_{jef}^2}{\alpha_j} \right) \tag{10.22}$$

Se doreşte să se aleagă astfel înfăşurările încât pierderile totale în acestea să fie minime. Să analizăm situaţia în care α_s variază între 0 şi 1.

Dacă $\alpha_s \to 0$, rezultă că spaţiul alocat înfăşurării s→ 0. Ca urmare: $P_{Cus} \to \infty$. Dacă $\alpha_s \to 1$ înfăşurarea s ocupă ţot spatiul disponibil ca urmare pierderea în înfăşurarea respectivă este minimizată. Acest lucru este ilustrat în figura 10.2.

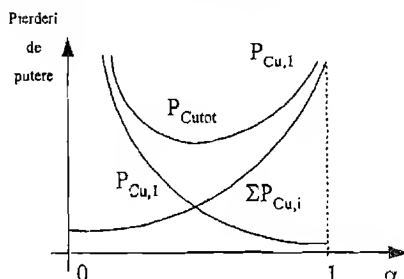


Fig. 10.2 Variaţia pierderilor în înfăşurări.

Relaţia (10.22) poate fi minimizată prin metoda multiplicatorilor Lagrange. Prin urmare se defineşte funcţia:

$$f(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k)=P_{Cutot}(\alpha_1,\alpha_2..\alpha_k)+\xi\cdot g(\alpha_1,\alpha_2..\alpha_k) \qquad (10.23)$$

unde:

$$g(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k)=1-\sum_1^k \alpha_j \qquad (10.24)$$

trebuie să fie 0, iar ξ este multiplicatorul Lagrange. Punctul optim se obţine din soluţia sistemului de ecuaţii:

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial f(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k,\xi)}{\partial\alpha_1}=0\\
&\frac{\partial f(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k,\xi)}{\partial\alpha_2}=0\\
&.\\
&\frac{\partial f(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k,\xi)}{\partial\alpha_k}=0\\
&\frac{\partial f(\alpha_1,\alpha_2...\alpha_k,\xi)}{\partial\xi}=0
\end{aligned} \qquad (10.25)$$

Soluţia este:

$$\xi=\frac{\rho\cdot l_{med}}{W_A\cdot K_u}\cdot\left(\sum_1^k n_j\cdot I_{jef}\right)^2=P_{Cutot} \qquad (10.26)$$

$$\alpha_s=\frac{n_s\cdot I_{sef}}{\sum_1^k n_j\cdot I_{jef}} \qquad (10.27)$$

Ţinând cont şi de relaţia (10.13) se poate scrie:

$$\alpha_s=\frac{U_{sef}\cdot I_{sef}}{\sum_1^\infty U_{jef}\cdot I_{jef}} \qquad (10.28)$$

Relaţia (10.28) ne dă rezultatul cerut.

10.2 Pierderile în miezul magnetic

Aşa cum s-a aratat in capitolul 9 pierderile totale în miezul magnetic depind de valoarea de vârf a inducţiei magnetice admise în miez.. Pentru o frecvenţa dată de lucru sunt date de relaţia (9.60)

Inducţia maximă admisă

Fie u(t) tensiunea care se aplică primarului unui transformator, de o formă oarecare(fig.10.2) însă periodică.

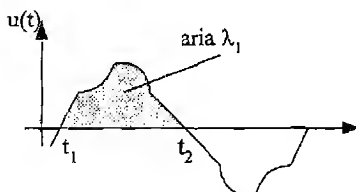


Fig. 10.2 Forma de undă aplicată trasformatorului.

gNotăm cu λ_1 relaţia:

$$\lambda_1 = \int_1^2 u_1(t)dt \tag{10.29}$$

Conform legii lui Faraday, valoarea de vârf a inducţiei este:

$$B_{max} = \frac{\lambda}{2 \cdot n_1 \cdot A_C} \tag{10.30}$$

Conform relaţiei (10.30) nu se reduce pericolul saturaţiei prin introducerea unui intrefier. Saturaţia se evită prin creşterea numărului de spire. Acest lucru are ca efect descreşterea pierderilor în miez, însă cresc pirederile în înfăşurări. Şi aici, se poate afla o valoare optimă pentru pentru inducţia maximă B_{max} , asfel încât pierderile totale în miez şi în înfăşurări să fie minime.

Trebuie să facem următoare observaţie: în cazul convertorului forward, inducţia magnetică nu atinge valori negative. Prin urmare B(t) are şi o componentă continuă. În ipoteza că miezul este astfel ales încât acesta nu se saturează, componenta continuă a inducţiei nu influenţează în mod semnificativ pierderile în miez. $B_{max.}$ reprezintă în acest caz valoarea de vârf a componentei alternative.

10.3 Pierderile totale (miez şi înfăşurări)

Conform relaţiei(10.29) pierderile în înfăşurari se pot scrie:

$$P_{Cu} = \frac{\rho \cdot l_{med} \cdot n_1^2 \cdot I_{totef}^2}{W_A \cdot K_u} \tag{10.31}$$

unde:

$$I_{totef} = \sum_{j=1}^{k} \frac{n_j}{n_1} \cdot I_{jef.} \tag{10.32}$$

este suma valorilor efective ale curenţilor din înfăşurari reflectaţi în înfăşurarea 1.

Dar:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot B_{max} \cdot A_C} \tag{10.33}$$

ca urmare relaţia (10.31) se poate scrie şi sub forma:

$$P_{Cu} = \left(\frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2}{K_u} \right) \cdot \left(\frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^2} \right) \cdot \left(\frac{1}{B_{max}^2} \right) \tag{10.34}$$

Membru drept al relaţiei, este grupat în trei părţi. Primul grup de termeni depinde de specificaţiile de proiectare pe când cel de-al doilea grup depinde de geometria miezului. Ultimul termen este o funcţie de inducţia maximă şi este termenul care trebuie optimizat.

Creşterea pierderilor în înfăşurări datorate efectului de proximitate nu este luat în considerare în această metodă de proiectare. Totuşi, creşterea rezistenţei conductoarelor datorită acestui fenomen se poate include prin creşterea rezistivităţii ρ cu un factor.

Pierderile totale în funcţie de B_{max}

Pierderile totale din miez sunt date de relaţia:

$$P_{tot} = P_{Fe} + P_{Cu} \tag{10.35}$$

Variaţia acestor mărimi, în funcţie de B_{max} este reprezentată în fig.10.3.

Valoarea optimă a inducţiei magnetice

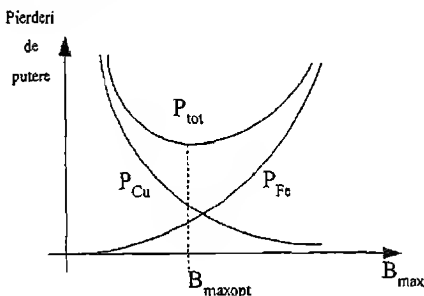


Fig.10.3 Variaţia diferitelor pierderi în miez.

Se va determina valoarea optimă a valorii B_{max}, care duce la optimizarea pierderilor totale în transformator.

Se poate scrie relaţia:

$$\frac{dP_{tot}}{dB_{max}} = \frac{dP_{Fe}}{dB_{max}} + \frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} = 0 \tag{10.36}$$

De observat că pierderile minime nu apar atunci când este indeplinită relaţia: $P_{Fe} = P_{Cu}$. Mai mult pierderi minime apar când:

$$\frac{dP_{Fe}}{dB_{max}} = -\frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} \qquad (10.37)$$

Derivând P_{Fe} şi P_{Cu} în raport cu B_{max} rezultă:

$$\frac{dP_{Fe}}{dB_{max}} = \beta \cdot K_{Fe} \cdot B_{max}^{(\beta-1)} \cdot A_c \cdot l_m \qquad (10.38)$$

$$\frac{dP_{Cu}}{dB_{max}} = -2 \cdot \left(\frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2}{4 \cdot K_u}\right) \cdot \left(\frac{l_{med}}{W_A \cdot A_C^2}\right) \cdot B_{max}^{-3} \qquad (10.39)$$

Egalând cele două relaţii se obţine B_{maxopt}:

$$B_{max\,opt} = \left[\frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^3 \cdot l_m} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{Fe}}\right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \qquad (10.40)$$

Ca urmare pierderile totale în miez se pot calcula cu formula:

$$P_{tot} = \left(A_c \cdot l_m \cdot K_{Fe}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \cdot \left(\frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^2}\right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \cdot \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)}\right] \qquad (10.41)$$

Această expresie mai poate fi grupată şi sub forma:

$$\frac{W_A \cdot (A_c)^{(2\cdot(\beta-1/\beta))}}{l_{med} \cdot l_m^{(2/\beta)}} \cdot \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)}\right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} = \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2 \cdot K_{Fe}^{(2/\beta)}}{4 \cdot K_u \cdot (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \qquad (10.42)$$

Termenul din partea stangă a relaţiei depinde de geometria miezului, în timp ce tremenul din partea dreaptă depinde de specificaţiile de proiectare.
Termenul din partea dreaptă se notează cu K_{gFe} şi este de fapt o constantă a miezului magnetic:

$$K_{gFe} = \frac{W_A \cdot (A_c)^{(2\cdot(\beta-1/\beta))}}{l_{med} \cdot l_m^{(2/\beta)}} \cdot \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)}\right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \qquad (10.43)$$

Ca urmare când se proiectează un transformator trebuie evaluat membru drept al relaţiei(10.42). Trebuie indeplinită relaţia:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{totef}^2 \cdot K_{Fe}^{(2/\beta)}}{4 \cdot K_u \cdot (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \qquad (10.44)$$

Cataloagele moderne ale producătorilor de materiale magnetice precizează K_{gfe} pentru diferite materiale magnetice şi forme geometrice a miezurilor.

Odată ce materialul magnetic a fost ales mărimile A_c, W_A, l_m, şi l_{med} sunt cunoscute. Valoarea de vârf a componentei alternative a inducţiei, poate fi determinată utilizând relaţia (10.40) iar numărul de spire din primar relaţia(10.33).Numărul de spire al celorlalte înfăşurări se determină ţinând cont de raportul de transformare. Aria

ocupată de fiecare înfășurare se determină cu relația(10.27). Aria secțiunii conductoarelor pentru fiecare înfășurare se determină cu ecuația:

$$A_{Wj} = \frac{K_u \cdot W_A \cdot \alpha_j}{n_j} \tag{10.45}$$

În continuare se prezintă pașii care trebuie urmați când se proiectează transformatorul..

Specifiicațiile de proiectare sunt date mai jos:

ρ, I_{totef}, n_2/n_1,...n_k/n_1, P_{tot}, K_u, β, K_{Fe}, A_c, l_{med}, l_m, B_{max},

iar pașii de proiectare sunt:

1.Se determină dimensiunea miezului de ferită cu relația(10.44).

2.Se evaluează valoarea inducției magnetice cu relația (10.40)

Se verifică dacă B_{max} nu depășește valoarea de saturație. Dacă inducția are și componentă continuă, atunci această valoare plus B_{max} nu trebuie să depășească inducția de saturație a miezului respectiv.

3. Se calculează numărul de spire al primarului cu relația(10.33).

4. Se determină numărul de spire al celorlalte înfășurari;

5.Se evaluează fracția din aria totală a ferestrei alocate fiecărei înfășurări.

6. Se evaluează ariile secțiunilor conductoarelor utilizate.

Proiectarea inductorului

Procedura de priectare a transformatorului se poate adapta și pentru proiectarea inductoarelor. Principala diferență între miezul transformatorului și cel al inductorului se datorează în principal prezenței intrefierului.

Inductivitatea se poate calcula cu relația:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot n^2}{l_g} \tag{10.46}$$

iar B_{max}:

$$B_{max} = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot A_e} \tag{10.47}$$

Pierderile în înfășurare:

$$P_{Cu} = \frac{\rho \cdot n^2 \cdot l_{med}}{K_u \cdot W_A} \cdot I^2 \tag{10.48}$$

iar piederile în miez date de relația(9.60).

Valoarea B_{max} care duce la minimizarea pierderilor totale este:

$$B_{max} = \left[\frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_e^3 \cdot l_e} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \tag{10.49}$$

Ca urmare constanta miezului rezultă:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I^2 \cdot K_{fe}^{2/\beta}}{2 \cdot K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \tag{10.50}$$

Perturbațiile de mod comun sunt componentele de zgomot de radio-frecvență care apar pe ambele conductoare, de intrare sau de ieșire ale sursei în raport cu punctul comun, ce poate fi planul de masă, carcasa sursei sau conductorul de legare la pământ.

11.3 Specificații și măsurarea perturbațiilor [2], [3]

Limitele perturbațiilor și metodele lor de măsură sunt date de standarde naționale și internaționale. Circuitul de test pentru măsurarea perturbațiilor injectate în rețea este dat în figura 11.1.

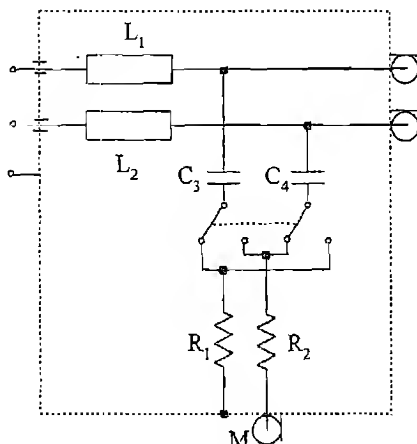


Fig. 11.1 Linie artficială de masură (150kHz-30MHz).

Valorile diferitelor componente sunt date în tabelul 11.1. Curenții perturbatori sunt direcționați prin capacitățile C3 și C4 spre rezistențele R1 și R2.

Componenta	Valoare
C_3 și C_3	0,5μF
L_1, L_2	500μH
R_1	100Ω
R_2	150Ω

Tabelul 11.1

Aceste rezistențe în combinație cu rezistența de intrare de 50Ω ai receptorului selectiv M, reprezintă impedanța tipică de 150 ohmi ai rețelei de alimentare în domeniu de frecvențe de 0,15MHz la 30MHz. De asemenea, standardele specifică caracteristicile receptorului referitoare la bandă și performanțe. Unitatea de măsură pentru perturbațiile conduse este dBμV. Nivelul este specificat pentru o impedanță dată (50Ω sau 150Ω). Figura 11.2 prezintă o comparație între nivele admisibile ale perturbațiilor conform standardelor EN55022, respectiv VDE0871. Nivelul perturbațiilor conduse conform standardului EN55022 clasa B sunt date în tabelul 11.2:

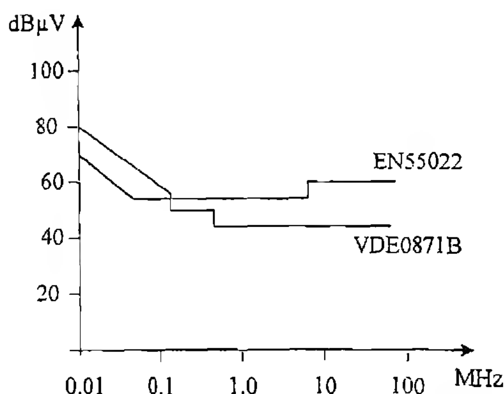


Fig. 11.2 Comparație între nivele de perturbație admise de diferite standarde.

Domeniul de frecvență	Nivelul (mediat)
0,15-0,5 MHz	54-46dBµV
0,5-5.0 MHz	46dBµV
5.0-30 MHz	50dBµV

Tabelul 11.2

Alte standarde pot fi mult mai restrictive, însă o sursă de alimentare este acceptată în majoritatea țărilor, dacă tensiunea de perturbații de înaltă frecvență (peste 150kHz) este mai mică +54dBµV.

Schema bloc a unei surse în comutație incluzând filtru de rețea este prezentată în fig.11.3. În acest circuit, trazistorul comutator este montat pe radiator prin intermediul unui izolator. Perturbațiile de mod diferențial sunt atenuate de inductoarele L2, L3 și condesatorul C1. Perturbațiile de mod comun , transmise prin capacitatea parazită C5 dintre colectorul tranzistorului T_1 și radiator sunt blocate de inductorul L_1 și condensatoarele C2, C3.

Tensiunea pe rezistențele R_1 și R_2 de 150ohmi nu trebuie să depășească 500µV (54dBµV). Cum tensiunea în colectorul tranzistorului T_1 are o amplitudine mai mare de 500V trebuie să existe o atenuare mai mare de 10^6 pe traseul dintre colectorul tranzistorului și rețea. La 150kHz, un filtru de rețea bun trebuie să introducă o atenuare mai mare de 40dB. Mai mult, cea mai relevantă armonică trebuie să fie 10% din valoarea vârf la vârf a tensiunii din colectorul tranzistorului. Ca urmare mai rămâne o de realizat o atenuare de 10^3. De aceea, tensiunea u_1 trebuie să fie de cel puțin 1000 ori mai mică decât tensiunea din colectorul tranzistorului. Valoarea maximă a condesatoarelor C_2 și C_3 este limitată la 5nF din motive de electrosecuritate, dând o capacitate echivalentă de 10nF. Prin urmare pentru a obține o atenuare de 1000 ori capacitatea maximă dintre colectorul tranzistorului și radiator trebuie să fie cel mult 10pF.

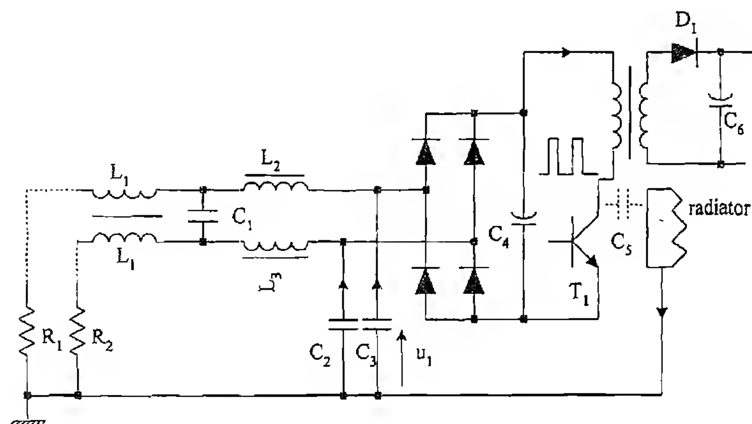


Fig.11.3 Schema bloc a unei surse şi curenții de interferență.

11.3.1 Perturbațiile produse de curenții din radiator

Capacitatea dintre capsula tranzistorului (TO-3) şi radiator, atunci când se foloseşte mica drept izolator este adesea de ordinul a 100pF. De aceea, o sursă având un tranzistor izolat cu mică şi radiatorul legat la pământ ca figura 11.3, poate produce un nivel de perturbații de 10 ori mai mare decât cel permis. O soluție la această problemă este de a conecta radiatorul la emitorul tranzistorului sau linia de alimentare. În această situație curentul dintre colector şi radiator, rămâne în circuitul primar, fiind oprit să circule intre rețea şi masa de împământare. Legarea radiatorului la linia de alimentare de curent continuu se evită adesea din considerente de electrosecuritate. O altă soluție presupune includerea radiatorului într-un ecran, care este legat la linia de alimentare pozitivă. A treia soluție, presupune includerea unui ecran între tranzistor şi radiator ca în figura 11.4. Soluția optimă însă depinde de construcția electrică şi mecanică pentru fiecare sursă.

11.3.2 Perturbațiile datorită capacităților parazite ale transformatorului

O altă cale pentru perturbații este arătată în figura 11.5. Drumul curenților de interferență, este similar cu cel descris anterior, dar în acest caz de vină sunt capacitățile parazite ale înfăşurărilor trasformatorului. Soluția pentru diminuarea acestui efect este prezentată în figura 11.6 şi constă în plasarea unui ecran între primar şi secundar. Această metodă poate crea însă alte probleme. Un ecran constă de obicei dintr-o folie subțire de cupru, plasată între primarul şi secundarul trasformatorului, astfel încât perturbațiile sunt returnate spre linia de alimentare. Această soluție este adecvată pentru tensiuni de ieşire scăzute.

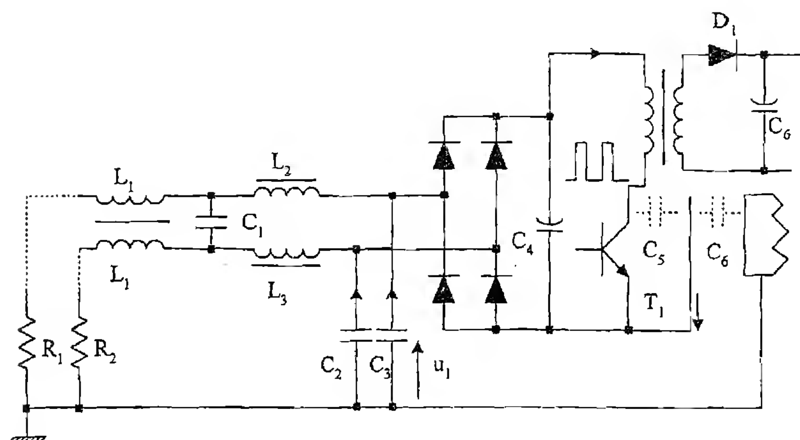


Fig. 11.4 Circuit cu ecranarea radiatorului.

În sursele cu tensiuni ridicate în secundar pot apare curenţi perturbatori nedoriţi prin capacitatea dintre secundar şi ecran. Aceşti curenţi vor curge de-alungul traseului indicat in fig. 11.6 şi din nou vor cauza interferenţe excesiv de mari. Un al doilea ecran ca cel arătat în fig. 11.7 va deveni necesar. Curenţii capacitivi, produşi în primar sunt acum returnaţi în primar şi cei produşi de secundar sunt returnaţi în secundar.

11.3.3 Perturbaţii produse de curenţii din miezul transformatorului

Capacitatea dintre primarul trasformatorului şi miezul magnetic, produce de asemenea interferenţe în maniera descrisă anterior dacă miezul este pus la masă. Deşi

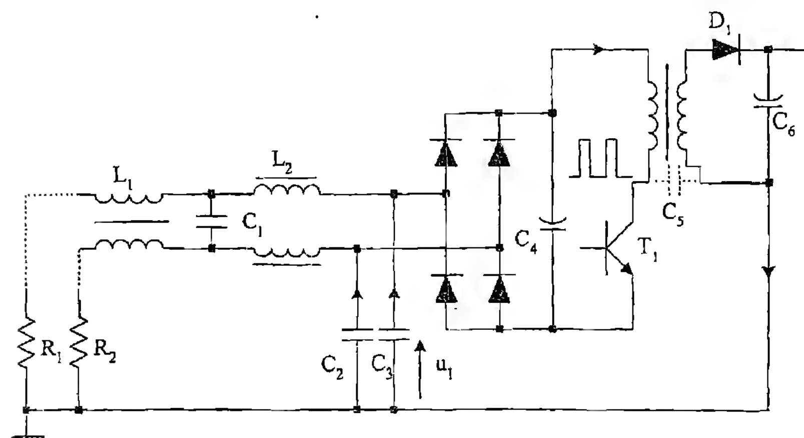


Fig. 11.5 Capacitatea parazită a transformatorului.

această capacitate este mai mică decât capacitatea dintre înfăşurări, pot fi înlăturate nu prin legarea miezului la masă, ci mai degrabă conectându-l la linia de alimentare pozitivă. În fig.11.7 este arătat modul în care miezul este conectat la linia de alimentare

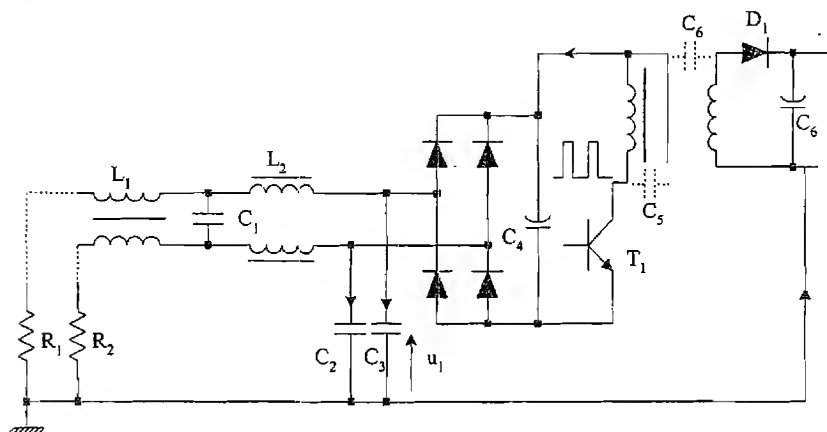


Fig. 11.6 Efectul ecranului intre infăsurări

pozitivă. Aceasta presupune, totuşi, că primarul este înfăşurarea adiacentă miezului şi că orice capacitate intre secundarul de înaltă tensiune şi miez poate fi ignorată.

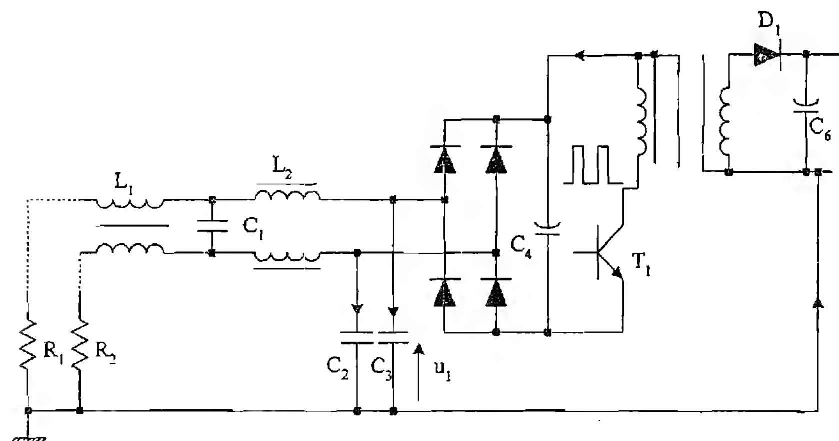


Fig. 11.7 Efectul unui ecran dublu între înfăşurări

Trebuie de asemenea remarcat că izolarea miezului magnetic şi legarea aceastuia la un potențial ridicat trebuie făcută şi în concordanță cu cerințele privind normele de electrosecuritate.

11.3.4 Influența plăcii imprimate

Realizarea plăcuței imprimate presupune de asemenea un studiu atent al fenomenelor ce pot să apară. Perturbațiile pot fi efectiv reduse prin printr-un aranjament corespunzător al traseelor. Se sugerează câteva aspecte de natură tehnologică care să conducă la obținerea unui stabilizator eficient și fiabil:

-minimizarea capacitățile parazite spre traseele de masă;

-minimizarea cuplajelor inductive sau capacitive dintre traseele ce transportă curenți de inaltă frecvență (perturbatori) și circuitele de comandă și control;

-reducerea la maximum a suprafețelor delimitate de conductoare parcurse de curenți mari. Această cerință, poate fi indeplinită dacă se scurtează la minimul necesar lungimile conductoarelor sau se torsadează (fig.11.8).

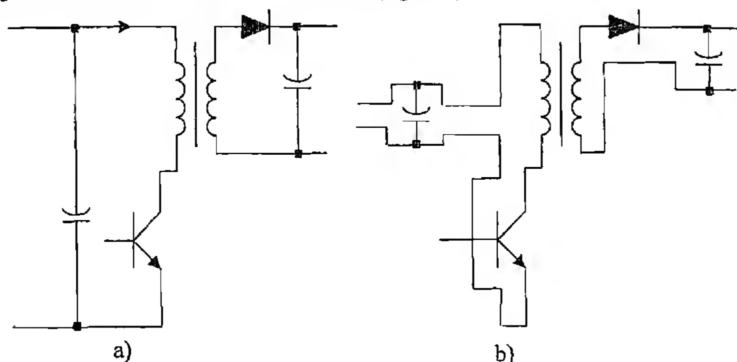


Fig. 11.8 a) nerecomandat; b) recomandat.

11.3.5 Perturbații generate de diode

Amplitudinea perturbațiilor generate la terminalele unei surse în comutație este în mod normal mare la joasă frecvență și scade rapid cu creșterea acesteia. Acest lucru se datorează faptului că eficiența filtrului de rețea crește cu frecvența. Totuși, în spectru semnalelor perturbatoare se întâlnesc adesea frecvențe de ordinul 10MHz -30 MHz. Aceste perturbații se datorează comutării rapide a diodelor (fig.11.9). Timpul de cădere

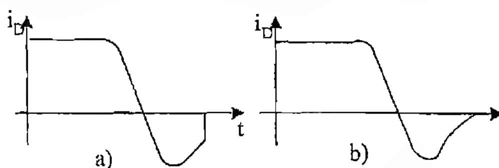


Fig. 11.9 Diodă cu caracteristică de refacere inversă: a) abruptă; b) lentă.

al curentului invers prin diodă este de 10ns. Această variație bruscă a curentului poate produce oscilații de înaltă frecvență ce depind de inductanța de scăpări a

transformatorului și capacitățile parazite. Deoarece frecvențele sunt foarte mari, aceste perturbații se pot transmite cu ușurință prin orice componentă a sursei și să dea naștere la tensiuni apreciabile pe conexiunile masei de protecție și pe carcasa sursei în comutație. Acestea pot, de asemenea, determina proasta funcționare a circuitelor de control și instabilitatea buclei de reglaj. Soluția la această problemă este de a utiliza diode cu o caracteristică de refacere inversă prezentată în fig.11.9 b) sau prin conectarea unor capacități de valoare mică pe diodele suspectate.

11.4 Suprimarea interferențelor ce apar la ieșire

Într-un convertor de tip forward, de exemplu, teoretic tensiunile parazite nu ar trebui sa ajungă la ieșire datorită filtrului trece jos, realizat cu o bobină având o inductanță mare și condensatorul de la ieșire, de asemenea de capacitate mare. În realitate curenții de interferență sunt conduși prin capacitatea parazită a inductorului (capacitatea dintre spire, respectiv dintre straturi) și produc tensiuni nedorite pe rezistența serie a condensatorului neideal de la ieșire. Acest lucru apare și mai pronunțat în convertoarele de tip flyback. O soluție la această problemă ar fi utilizarea unui filtru adițional, realizat cu un inductor de valoare mică (o spiră pe un miez adecvat) și un condesator de tip multistrat (cu o capacitate de până la 4,7μF) cu elemente parazite de valori minime.

11.5 Suprimarea interferențelor la intrare

Sursele în comutație, așa cum s-a arătat, generează zgomot de înaltă frecvență care poate afecta alte echipamante electronice: calculatoare, instrumente de măsură etc. conectate la aceeași rețea. Cauzele acestor perturbații și metodele de supresie au fost deja analizate. Se va discuta în continuare mai detaliat filtru de rețea. Acesta este inserat între sursa de perturbație și rețea (fig.11.8)

Există pe piață o multitudine de filtre, cumpărarea unor filtre potrivite constituind de multe ori cea mai simplă soluție. Bobinele sunt realizate prin bobinare bifilară în sensuri opuse pe același miez. Miezul magnetic nu se magnetizează în curent continuu datorită, sensului opus de circulație a curentului prin cele două înfășurări. În acest fel, se poate utiliza un miez fără întrefier.

Zgomotul de mod comun este cauzat de curenții de înaltă frecvență într-una sau ambele intrări ale rețelei și se întorc prin masa de împământare. Acesti curenți văd impedanța maximă la una sau ambele intrări. Tensiunile de mod comun sunt atenuate de inductanțele bobinelor.

11.5.1 Alegerea materialului magnetic

O sursă în comutație, funcționează la frecvențe mai mari de 20kHz. Zgomotul generat este un semnal cu frecvențe mai mari de 20kHz, adesea cuprinse între 100kHz și 500kHz. Cea mai potrivită ferită pentru a suprima aceste frecvențe este cea care are cea mai mare impedanță în domeniul de frecvențe al zgomotului. Identificarea acestor materiale este dificilă dacă alegerea se face, având ca și criterii doar permeabilitatea și factorul de pierderi. În figura 11.10 este prezentată impedanța unui tor de ferită. Impedanța Zt are două componente: reactacța inductivă X_s și rezistența R_s (determi-

nată de factorul de pierderi al materialului). În figura 11.11 este prezentată variația permeabilității și a factorului de pierderi al materalului în funcție de frecvență. Scăderea permeabilității la frecvențe mai mari de 750 kHz, face ca reactanța inductivă să scadă. Factorul de pierderi crescând cu freventa, determină creșterea rezistenței care devine factorul dominant al impedanței la frecvențe înalte.

Figura 11.11 arată variația impedanței în funcție de frecvență pentru trei tipuri de materiale provenite de la Magnetics[4].

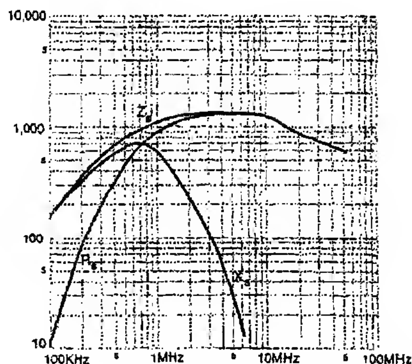


Fig. 11.10 Variația impedanței Z_t cu frecvența.

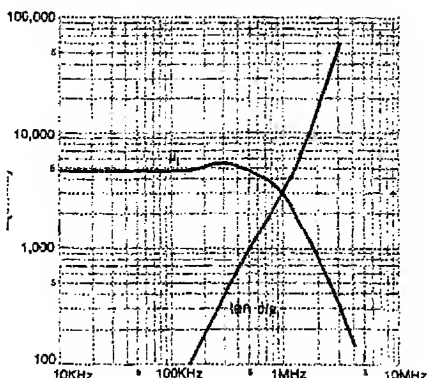


Fig. 11.11 Variatia permebilitatii și factorului de calitate.

Se observă că inductorul realizat cu material de tip "J" prezintă o impedanță mare în tot domeniul 1-20MHz. Este cel mai potrivit pentru realizarea filtrelor de mod comun. Sub 1MHz bobinele realizate pe material de tip "W" prezintă cea mai mare impedanță. Se utilizează atunci când, zgomotul de joasă frecvență constituie problema majoră. Materialul K poate fi utilizat la frecvențe peste 2MHz.

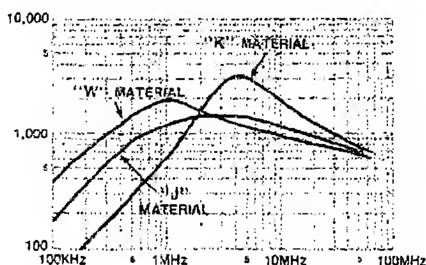


Fig. 11.12 Variația impedanței pentru diferite materiale.

11.5.2 Alegerea formei geometrice a materialului

Torurile de ferită sunt cele mai utilizate în realizarea filtrelor de mod comun fiind mai ieftine și având un flux de scăpări mic. Din păcate, bobinarea presupune mașini speciale și ca urmare crește costul final al produsului.

Miezurile de tip E cu accesoriile aferente sunt mai scumpe, însă bobinajul se realizează mult mai simplu. Inductanțele de scăpari sunt mai mari, dar pot fi utilizate pentru filtrarea perturbațiilor de mod diferențial. Un miez de tip E poate fi prevăzut cu un intrefier pentru a mări inductanțele de scăpări și astfel se realizează și un filtru de mod diferențial.

11.5.3 Criterii de proiectare

Înfășurarea realizată pe un miez toroidal, este supusă următoarelor restricții: deoarece ferita este un material conductiv, înfășurarea nu se poate aplica direct pe miez impunându-se astfel utilizarea unui izolator. Acesta reduce diametrul miezului toroidal. Conform standardelor VDE separarea intre două înfășurări trebuie să fie de cel puțin 3mm, reducând-se astfel spațiul disponibil. Spațiul ocupat de fiecare înfășurare este: $\alpha = 150^\circ \div 160^\circ$ (fig.11.13).

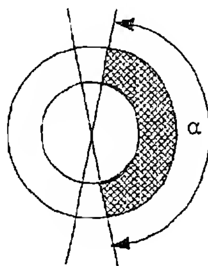


Fig. 11.13 Ilustrarea spațiului ocupat de înfășurări.

Mai mult pierderile nu ar trebui să producă o temperatură mai mare de 115°C în funcționare. Ultimă condiție poate fi satisfăcută evitându-se o densitate excesivă a curentului (J=5 la 8A/mm^2). Pentru a se micșora cât mai mult capacitățile parazite dintre spire, se preferă ca fiecare inductor să se realizeze într-un singur strat. Prin

urmare este necesară alegerea unui material de mare permeabilitate Parametrii principali necesari pentru proiectare sunt: curentul (I), impedanța Z_s și frecvența. Curentul de intrare determină secțiunea conductorului utilizat pentru realizarea bobinelor. Impedanța este de obicei specificată prin valoarea minimă pentru o anumită frecvență. Această frecvență este de obicei suficient de joasă, pentru a se putea presupune că întreaga contribuție la impedanța totală o are reactanța inductivă X_S. Ca urmare inductivitatea se calculează cu formula:

$$L_S = \frac{X_S}{2 \cdot \pi \cdot f} \qquad (11.1)$$

Odată inductivitatea cunoscută, mai rămâne de ales miezul magnetic și calculul numărului de spire. Alegerea materialului implică cunoașterea: temperaturii de funcționare, domeniul de frecvență și cost.

11.5.4 Exemplu

Marimi de intrare: impedanța de 100Ω la frecvența de 10kHz;
valoarea efectivă a curentului 3A.

1. *Alegerea conductoarelor*:
   Admițând o densitate a curentului de 400A/cm^2, aria secțiunii conductoarelor este 0,0075cm^2. Se alege conductorul #19AWG care are un diametru de 1mm cu izolație.
2. *Calculul inductivității minime*:
   Aplicând relația (11.1) se obține:

$$L_{S\min} = 1{,}59mH$$

3. *Alegerea materialului magnetic:*
   Există posibilitatea să se aleagă următoarele materiale(Magnetics):

J-42206-TC având $A_L = 3020 \pm 20\%$
W-42206-TC având A_L=6040 ± 30%
H-42206-TC având A_L = 9060 ± 30%
cu diametru interior D_I =13,72mm±0,38mm;

4. *Calculul circumferinței interioare (CI) minime și numărul maxim de spire:*

$$CI = \pi \cdot (D_I - d_W) = \pi \cdot (13{,}34mm - 1mm) = 38{,}76mm$$

Numărul maxim de spire ce se potrivește ce se potrivește pe acest miez este:

$$N_{max} = \frac{160^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{38{,}76mm}{1mm/sp} \cong 17sp$$

5. *Calculul inductivității minime pentru 17sp:*

$$L = N^2 \cdot A_L = 0{,}698mH$$

Această inductivitate este mult mai mică decât valoarea necesară 1,59mH. Opțiunile disponibile sunt: schimbarea mărimii miezului, materialul (permeabilitatea) sau diametru conductoarelor. Un miez mai mare, va permite un număr mai mare de spire. O permeabilitate mai mare va crește inductivitatea, iar un diametru mai mic al conductorului va permite bobinarea unui număr mai mare de spire, dar va crește pierderile în Cu. În cazul de față se va păstra dimensiunea miezului dar se va alege alt material. Pentru material de tip H având A_L =9060 numărul de spire va fi: N = 15,8sp.

În aparență, inductorul reduce doar perturbațiile de mod comun nu și pe cele diferențiale. Pentru a satisface cerințele de supresie a perturbațiilor, inductorul trebuie utilizat în conjuncție cu capacități (fig11.13); capacități între conductoarele rețelei,

capacitațile "X" și capacități între conductoarele rețelei și masa de protecție, capacități "Y". Pentru a evita pericolul ce poate să apară în cazul în care se întrerupe conductorul de protecție, curentul de scăpări se va scurge la masă prin capacitorul de tip "Y" a cărui valoare este limitată din acest motiv la maximum 5nF. Mărimea condensatoarelor X nu este limitată și valoarea acestora poate atinge valori de ordinul microfarazilor. Condensatoarele de tip "X", trebuie să aibe valori cât mai mari contribuind astfel la supresia interferențelor de mod diferențial.

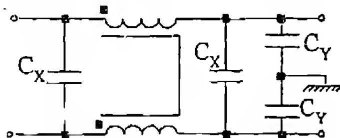


Fig. 11.14 Filtru de rețea

11.6 Perturbații radiate[3]

Perturbațiile radiate sunt specificate în termenii câmpului electric măsurat în V/m acceptat la o anumită distanță de echipament. Sursa măsurată, operează în condiții normale și câmpul radiat este măsurat într-un spectru larg de frecvențe fie utilizând un analizor de spectru, fie un receptor selectiv. Figura (11.14) arată modul de măsură a câmpului radiat. De cele mai multe ori, aceste măsurători se efectuează în camere anecoice.

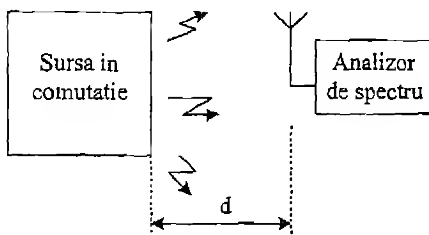


Fig. 11.15 Sistemul de masură a perturbațiilor radiate

Limitele specificate de standardul EN55022 sunt date în tabelul 11.3:

Domeniul de frecvență	Banda	Nivelul (cvasi-vârf)
30-230MHz	120kHz	30dBµV/m la 10m
230-1000MHz	120kHz	37dBµV/m la 10m

Tabelul 11.3

Bibliografie

1. D. Petreuș, *Electroalimentare-notițe de curs*, Cluj, 2001.
2. *** *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.

3. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
4. *** Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
5. A.J. Schwab, *Compatibilitate electromagnetică, Ed.a-III-a*, 1993, revăzută şi adăugită, Editura Tehnică, Bucureşti, 1996.
6. G. Săndulescu, *Protecţia la perturbaţii în electronica aplicată, radio şi TV*, Editura Militară, Bucureşti, 1990.

Capitolul XII

PREREGULATOARE CU CORECȚIA FACTORULUI DE PUTERE

12.1 Generalități. Definiții.

În fig.12.1 este reprezentat un consumator, ce preia un curent i(t) de la tensiunea de alimentare alternativă u(t).

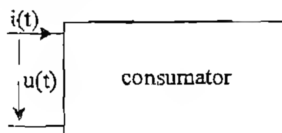


Fig. 12.1 -Consumator electric.

În regim permanent sinusoidal, factorul de putere este dat de relația:

$$FP = \cos\varphi = \frac{P}{S} \tag{12.1}$$

unde:

P- este puterea activă consumată;

S -este puterea aparentă.

Factorul de putere este o măsură a eficienței cu care puterea aparentă S, este transferată în putere activă.

La majoritatea consumatorilor ce utilizează tensiunea rețelei, vom întâlni un redresor cu filtru capacitiv. Curentul de intrare nu mai are forma sinusoidală, ci mai degrabă forma unor pulsuri de curent pe fiecare semiperioadă a tensiunii (fig.12.2b).

În acest caz ne situăm într-un alt regim de funcționare și anume regimul periodic nesinusoidal. Cazul general presupune că atât curentul cât și tensiunea au forme nesinusoidale. În acest caz:

$$u(t) = U_o + \sum_{k=1}^{\infty} u_k = U_o + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}\, U_k \sin(K \cdot \omega \cdot t + \beta_k) \tag{12.2}$$

$$i(t) = I_o + \sum_{k=1}^{\infty} i_k = I_o + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}\, I_k \sin(k \cdot \omega \cdot t + \gamma_k) \tag{12.3}$$

Pornind de la aceste relații, se definesc următoarele mărimi, ce caracterizează regimul periodic nesinusoidal.

Puterea activă se definește ca în regim sinusoidal, ca fiind media pe o perioadă. Prin urmare, vom avea:

$$P = U_o \cdot I_o + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot cos\varphi_k; \quad \varphi_k = \beta_k - \gamma_k \tag{12.4}$$

Puterea reactivă Q va fi:

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \sin\varphi_k \tag{12.5}$$

Puterea aparentă S va fi:

$$S = U_{ef} \cdot I_{ef} \text{ unde } U_{ef} = \sqrt{U_o^2 + U_1^2 + \dots}$$

(12.6)

$$I_{ef} = \sqrt{I_o^2 + I_1^2 + \dots}$$

U_{ef}, I_{ef} sunt valorile efective ale tensiunii respectiv curentului.

Spre deosebire de regimul sinusoidal, vom constata că nu vom avea egalitatea: $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$. Diferenţa este dată de aşa numita putere deformantă ce rezultă din egalitatea: $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$. Factorul de putere în acest caz se defineşte ca:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{12.7}$$

Pentru cazul particular, când tensiunea este sinusoidală $u(t) = U \cdot \sin \omega \cdot t$, iar curentul este nesinusoidal din ecuaţia (12.7), după câteva calcule elementare, se deduce:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos \varphi_1 \tag{12.8}$$

unde:

I_{1ef} -este valoarea efectivă a fundamentalei curentului;

I_{ef} -este valoarea efectivă totală;

φ_1 -defazajul dintre fundamentala curentului şi tensiunea de intrare.

Când $\varphi_1=0$ relaţia (12.8) devine:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \tag{12.9}$$

O altă mărime ce caracterizează regimul nesinusoidal este factorul de distorsiuni armonice ce, prin definiţie, are expresia:

$$THD = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_{1ef}^2}}{I_{1ef}} \cdot 100 \tag{12.10}$$

Legătura dintre factorul de putere FP şi coeficientul de distorsiuni armonice THD este dată de relaţia:

$$FP = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \tag{12.11}$$

Numai componenta armonică fundamentală contribuie la puterea activă (P), celelalte componente armonice superioare, contribuie doar la creşterea valorii efective a curentului de intrare şi la creşterea puterii reactive şi deformante.

În fig. (12.2) sunt date câteva exemple posibile pentru forma de undă a curentului şi factorul de putere obţinut pentru fiecare dintre ele în ipoteza că tensiunea este în fază cu fundamentala curentului.

Exemplu: Pentru semnalul din fig. (12.2c) amplitudinea componentei fundamentale, a curentului este $\frac{4 \cdot I_{max}}{\pi}$, iar valoarea efectivă a fundamentalei: $I_{1ef} = \frac{4}{\pi} I_{max} \frac{\sqrt{2}}{2}$.

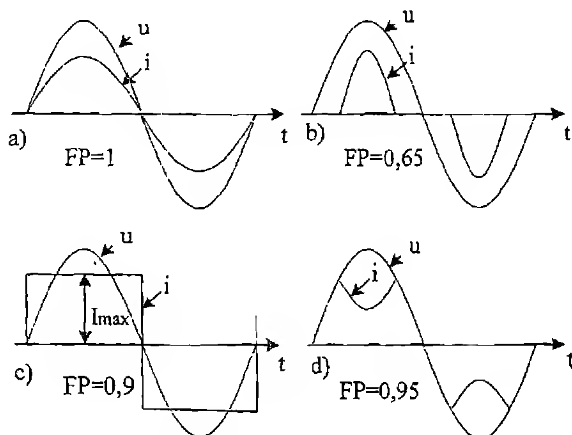


Fig. 12.2 Forme de undă posibile ale curentului.

Valoarea efectivă totală va fi: $I_{ef} = I_{max}$.

Aplicând relaţia (12.9), rezultă că factorul de putere obţinut pentru această formă de undă a curentului de intrare este: $FP = 0.9$.

La fel se poate calcula factorul de putere pentru celelalte forme de undă ale curentului. Considerăm o sursă de tensiune în comutaţie ideală (η=1) (fig.12.3). Se poate scrie următoarea relaţie:

$$FP = \frac{P_i}{S} = \frac{P_S}{U_{ef} \cdot I_{ef}} \tag{12.12}$$

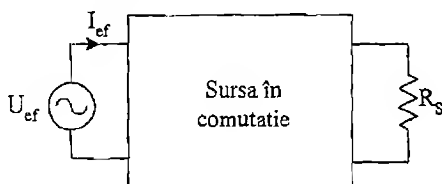


Fig. 12.3-Sursă în comutaţie ideală.

de unde rezultă:

$$I_{ef} = \frac{P_S}{FP \cdot U_{ef}} \tag{12.13}$$

Se observă că un factor de putere scăzut determină o eficiență scăzută a sursei şi un curent de intrare mare.

Există standarde internaţionale ce limitează curenții absorbiți de la rețeaua de alimentare cu curent alternativ precum şi amplitudinile armonicilor acestora.

Standardul: 555 (1982) a Comisiei Electrotehnice Internaționale:

" Disturbances in supply systems caused by house hold applicances and similar electrical equipment" conține în partea I definiții iar în partea II reglementează conținutul de armonici generate de aparatele de uz casnic (televizoare, aparate de încăzit, de gătit, instalații de iluminat fluorescent).

IEC 555-2 [3], specifică fiecare armonică şi valoarea permisă pentru fiecare:

Ordinul armonicii	Curentul Permis	Valoare maximă a curentului permis
n	mA/W	A
	Armonici impare	
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1	0.78
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13	0.3	0.21
peste 15	3.85/n	0.15*15/n
	Armonici pare	
2	1.8	1.08
4	0.7	0.42
6	0.5	0.3
peste 8	3/n	1 80/n

Limitele impuse, pot fi depășite dacă puterea de intrare este mai mare de 300-400 W, nivelul exact al puterii fiind dependent de filtrarea de la intrare.

Sursele cu puteri sub 300-400 W nu necesită încă corecția factorului de putere (conform IEC 555-2).

Noile reglementări însă, împart sursele de alimentare în 4 grupe distincte:

- puteri până la 75W;
- puteri între 75W - 400W;
- puteri între 400W - 600W;
- puteri între 600W - 3700W.

Astfel, sunt specificate limitele absolute ale curentului pentru fiecare din aceste grupe:

Ordinul Armonicii N	Domeniul de puteri			
	P<75	75<P<400W	400W<P<600W	600W<P<3700W
	Valoarea maximă a armonicii			
	mA		A	
	Armonici impare			
3	275	275+3,4 (P-75)	1.38	2.30
5	175	175+1.3	0.6	1.14
7	125	125+1	0.45	0.77
9	100	100+0.4	0.23	0.4
11	50	50+0.3	0.15	0.33
13	42.3	42.3+0.254	0.125	0.21
15<n<39	550/n	550+3.3	1.62/n	0.15*15/n
	Armonici pare			
2	100	200+0.4 (P-75)	0.23	1.08
4	50	50+0.2 (P-75)	0.12	0.43
6	-	-	-	0.30
8<n<40	-	-	-	0.23*8/n

Ca urmare, fiecare sursă cu puteri peste 25W, va necesita un circuit de corecție a factorului de putere.

Tehnica actuală, utilizată pentru a menține distorsiunile armonice în limitele standardului, depind de putere. Alegerea soluției, depinde de costul pe care îl implică aceasta.

Până la puteri de 400W, în general se utilizează metode pasive de corecție a factorului de putere. Peste 400W se impune, utilizarea unui filtru activ, necesar pentru a produce un curent sinusoidal la intrare. Cea mai utilizată metodă, constă în folosirea unui filtru activ în fața sursei principale. Deoarece, în cele mai multe cazuri acesta asigură şi o stabilizare a tensiunii la ieşirea sa, în literatura de specialitate îl întâlnim şi sub numele de *preregulator cu corecția factorului de putere*.

12.2 Principii de realizare a preregulatoarelor cu îmbunătățirea factorului de putere

Sursele în comutație alimentate direct de la rețea, folosesc de obicei un redresor cu filtru capacitiv. Condensatorul se încarcă în apropierea valorii de vârf a tensiunii sinusoidale, curentul de intrare având forma unor pulsuri înguste. Ca urmare, factorul de putere este aproximativ 0.5-0.65 [1], [2] ,iar curentul are un conținut mare de armonici. Valoarea efectivă a curentului absorbit, poate fi de câteva ori echivalentul formei sinusoidale. Din aceste motive, utilizarea unui preregulator devine o cerință din ce în ce mai mare.

Preregulatorul *este un dispozitiv interpus între redresorul de intrare şi condensatorul de filtrare.*

Comutând la o frecvență mult mai mare decât frecvența rețelei, preregulatorul este programat să forțeze curentul de intrare să fie în fază cu tensiunea rețelei. Curentul este controlat de deviația tensiunii de curent continuu de la valoarea dorită. Rezultatul constă în [11], [12]:

1. îmbunătățirea factorului de putere la 0.95, 0.99;
2. reducerea armonicilor (sub 3% dacă este necesar);
3. funcționarea într-un domeniu mare a tensiunilor rețelei (90÷270 V);
4. prestabilizarea tensiunii de ieşire, suficientă pentru ca etajul următor să fie supus la fluctuații mici;
5. un condensator de ieşire mai mic şi mai ieftin;
6. reducerea valorii efective a curentului de încărcare rezultând o îmbunătățire a fiabilității condensatorului.

12.2.1. Funcționarea preregulatorului

Se presupune că preregulatorul funcționează la o frecvență de comutație mult mai mare ca frecvența rețelei. Referindu-ne la fig.12.4, pentru a obține un factor de putere =1, preregulatorul este programat să absoarbă un curent, care variază direct proporțional cu tensiunea de intrare (sinusoidă redresată).

Astfel, formele de undă ale tensiunii şi curentului la intrare sunt în fază. Aceasta înseamnă ca preregulatorul se comportă ca şi o simplă rezistență, de unde şi numele de "emulator" de rezistență.

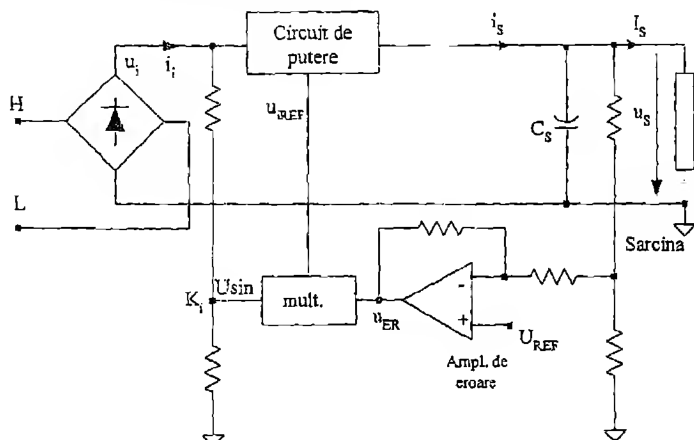


Fig 12.4 Preregulator cu C.F.P.

Semnalul de referință pentru curent, u_{iREF}, poate fi obținut multiplicând sinusoida redresată (de obicei derivată din rețeaua redresată) cu tensiunea de eroare u_{ER} care trebuie să fie constantă pe jumătatea fiecărei perioade.

Astfel u_{ER} controlează valoarea efectivă a curentului determinând puterea extrasă de la rețea pe durata fiecărei jumătăți de perioadă.

u_{ER} reprezintă deviația tensiunii de ieşire u_S de la valoarea dorită, amplificată şi inversată de către amplificatorul de eroare. Când tensiunea u_S este mai mică decât valoarea dorită, u_{ER} este mare, determinând o creştere a puterii de intrare pentru a face față deficitului de energie din condensatorul de filtrare.

Transferul de putere

Deşi curentul de intrare în preregulator este o sinusoidă redresată, curentul de ieşire i_S, care încarcă condensatorul este o funcție de tip $\sin^2$ (fig.12.5).

Putem gândi folosind termenii de putere de intrare şi putere de ieşire, mai bine decât utilizând noțiunile de curent, tensiune de intrare, tensiune de ieşire (fig.12.5).

Presupunând că preregulatorul funcționează cu randament ridicat la o frecvență mult mai mare decât frecvența rețelei (cca.100 KHz), cantitatea de energie stocată ori disipată în preregulator poate fi considerată neglijabilă la frecvența rețelei. (Energia stocată în bobină este de obicei mult mai mare decât energia transferată pe o perioadă de comutație, dar total neglijabilă comparativ cu energia transferată pe o jumătate de perioadă de rețea).

Cu un factor de putere (≈1) tensiunea de rețea şi curentul extras sunt în fază prin definiție. Astfel pe durata fiecărei jumătăți de perioadă puterea instantanee p_I este o funcție de tip $\sin^2$.

Putem scrie:

$$p_O = p_I = 2 \cdot U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot \sin^2 \omega_L \cdot t \qquad (12.14)$$

unde: U_{ief} şi I_{ief} sunt valorile efective, $\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot f_L$; f_L fiind frecvenţa reţelei. Deoarece: $2 \cdot \sin^2 x = 1 - \cos 2x$ rezultă:

$$p_O = p_I = U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t) \qquad (12.15)$$

Condensatorul de ieşire C_S este destul de mare pentru a menţine U_S constantă.

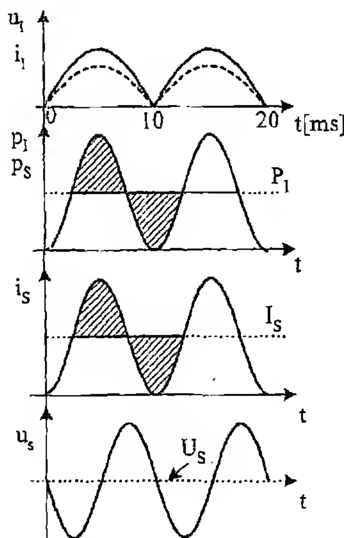


Fig. 12. 5 Forme de undă caracteristice.

Astfel curentul de încărcare este aproape proporţional cu puterea instantanee:

$$i_S = \frac{p_S}{U_S} \cong \frac{U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t)}{U_S}$$

(12.16)

$$I_S = \frac{U_{ief} \cdot I_{ief}}{U_S}$$

unde: I_S reprezintă valoarea medie a curentului de ieşire. După cum este arătat în fig.12.5, componenta de curent alternativ a curentului i_s produce un mic riplu de tensiune u_s cu frecvenţa $2 \cdot f_L$ (cu 90° întârziere faţă de i_s) suprapus peste tensiunea U_S ce depinde de mărimea condensatorului C_S. i_s nu este perfect sinusoidal din cauza riplului de tensiune u_s.

12.2.2 Topologiile circuitului de putere [1],[4],[5].

Oricare din cele trei topologii de bază buck (coborâtor), boost (ridicător) şi

buck-boost (inversor) pot fi utilizate în construirea preregulatoarelor cu corecţia factorului de putere. Cea mai populară topologie, însă, este topologia boost arătată în fig. 12.6.

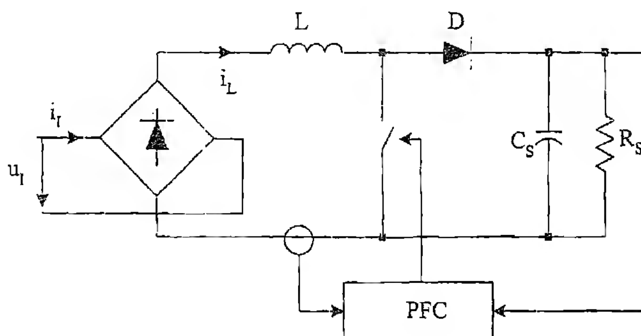


Fig 12. 6-Topologia boost.

Topologia boost este foarte simplă şi permite distorsiuni scăzute pentru curenţii de intrare şi un factor de putere ≈1, cu diferite tehnici de control. Mai mult condensatorul de ieşire este un element de stocare eficient.

Principalele dezavantaje sunt:

1. Curenţi mari la pornire, datorită încărcării condensatorului de valoare ridicată;

2. Lipsa posibilităţii de limitare a curentului pe durata suprasarcinii şi condiţiilor de scurtcircuit, datorită conexiunii directe între reţea şi sarcină;

3. Dificultatea introducerii unui transformator pentru izolarea galvanică între intrare şi ieşire;

4. Tensiunea de ieşire trebuie să fie întotdeauna mai mare decât valoarea de vârf a tensiunii de intrare.

12.2.3 Buclele de control

Modul de realizare a controlului unui preregulator este arătat în fig.12.4 şi nu depinde de topologia de putere utilizată. Avem două bucle: una interioară de curent şi una exterioară de tensiune.

Curentul în bucla interioară este fixat conform cu eroarea tensiunii de ieşire sesizată şi amplificată de bucla exterioară de tensiune.

Astfel, circuitul de control funcţionează ca orice sistem cu control al curentului [7], [8] cu două excepţii:

1. Bucla de curent fixează curentul de intrare şi nu curentul de ieşire.

2. Curentul fixat este proporţional cu u_{ER}, multiplicat cu sinusul redresat.

Aceste două elemente de control ale sistemului fac ca, curentul să fie un sinus redresat în fază cu tensiunea de intrare redresată, factorul de putere apropiindu-se de 1. Totuşi, apar unele limitări în această metodă şi anume, puterea din sarcină egală cu cea de intrare, nu trebuie să se schimbe cu variaţia tensiunii de intrare din două motive:

1. preregulatorul menține o tensiune constantă la ieșireU_S.
2. convertorul următor, extrage o putere constantă indiferent de variațiile tensiunii U_S.

Deoarece, preregulatorul funcționează cu randament ridicat, puterea de intrare extrasă, nu trebuie să se modifice cu variațiile tensiunii de intrare, ci numai cu schimbările sarcinii.

De aceea când tensiunea de rețea variază:

a) curentul efectiv trebuie să fie invers proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii rețelei; pentru a menține constantă puterea de intrare. Dar, pentru fiecare semialternanță:

b) valoarea instantanee a curentului trebuie să fie direct proporțională cu valoarea instantanee a rețelei în scopul de a avea un factor de putere bun.

Stabilizarea în raport cu rețeaua (în buclă deschisă)

Criteriile a) și b) sunt contradictorii. Dacă tensiunea U_{ER} este fixată la o anumită valoare (în buclă deschisă) valoarea instantanee a curentului programat de multiplicator, este direct proporțională cu valoarea instantanee a rețelei, satisfăcând punctul b) și asigurând un factor de putere bun.

Totuși, în contradicție cu a), valoarea efectivă a curentului, de asemenea variază direct proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii. Astfel, deși puterea de intrare nu ar trebui să se schimbe, ea de fapt va varia cu pătratul valorii efective a tensiunii de rețea. Aceasta face să avem o proastă stabilizare în buclă deschisă și impune necesitatea unei bucle exterioare de tensiune care să facă corecția. Dar, după cum vom arăta în continuare, banda buclei trebuie să fie mult mai mică decât dublul frecvenței rețelei ($2 \cdot f_L$) din motive de menținere a unei distorsiuni minime a curentului de intrare. Aceasta face să apară schimbări considerabile în sarcină, când valoarea rețelei variază rapid. Fără un circuit de limitare, curentul de intrare poate fi excesiv pentru mai multe semialternanțe. Soluția uzuală pentru această problemă, constă în adăugarea unor circuite adiționale ce sesizează și limitează curentul de intrare, limitând totodată variațiile mari ale tensiunii de ieșire. Aceste circuite auxiliare, depășesc inconvenientele datorate buclei principale, în ce privește viteza acesteia obținând o intervenție corectivă rapidă. Totuși, când acestea lucrează, tensiunea de intrare este tăiată și factorul de putere este prost pentru mai multe semialternanțe până când bucla principală, mai lentă, se adaptează la noile condiții. O soluție mult mai bună, utilizează așa numita tehnică "feed-forward"[12] pentru a avea un factor de stabilizare bun în buclă deschisă. Cu utilizarea acestei tehnici, circuitul de control poate răspunde la schimbările tensiunii de rețea într-o semialternanță, menținând un factor de putere ridicat și eliminând multe din circuitele de control auxiliare.

Limitarea benzii buclei de control

Utilizând un condensator de o mărime convenabilă, vom avea un riplu al tensiunii cu frecvența de 100 Hz, de aproximativ $10V_{vv}$, pentru o tensiune continuă de 380V la sarcină maximă.

Acesta produce o eroare ce va fi amplificată, reducându-se riplul tensiunii în funcție de amplificarea buclei, la frecvența de 100 Hz.

În timp ce reducerea riplului este dorită, totuşi frecvența de 100Hz va distorsiona forma de undă a curentului de referință şi prin urmare curentul de intrare va fi distorsionat (fig.12.7). Astfel nu vom mai putea obține un factor de putere dorit.

Pentru a evita aceste distorsiuni, tensiunea de control nu trebuie să varieze semnificativ pe durata unei semialternanțe.

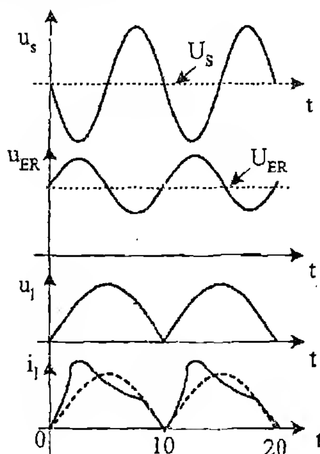


Fig. 12.7 Distorsionarea curentului de intrare.

Banda buclei de control, trebuie să fie mult mai mică comparativ cu frecvența de 100Hz, pentru a păstra un factor de distorsiuni acceptabil.

Simularea circuitului [1], arată că pentru a obține un factor de putere, FP=0.96 frecvența de tăiere maximă a buclei, ($f_{c\ max}$) trebuie să fie aproximativ 20 Hz la tensiunea maximă a rețelei $U_{i\ max}$. La o valoare mai mică a lui U_i, f_c va fi mult mai mică. Această banda scăzută va înrăutăți dinamica buclei.

Valoarea continuă a tensiunii de ieşire, va răspunde foarte încet schimbărilor tensiunii de rețea şi a sarcinii, producând dificultăți în păstrarea tensiunii de ieşire în limitele dorite.

O altă tehnică care elimină în totalitate distorsiunile curentului de intrare obținând un factor de putere ridicat fără să ceară o bandă extrem de scăzută constă în controlul cu eşantionare şi menținere ("sample & hold") a tensiunii de control u_{ER}, la fiecare semialternanță când tensiunea de rețea trece prin zero. Deşi factorul de putere este excelent, utilizînd tehnica S/H, f_c este limitată la 20 Hz (1/5 din 100 Hz) din motive de stabilitate.

Variația câştigului şi benzii buclei de control

După cum se arată în [5] câştigul de semnal mic, control- ieşire este dat de relația:

$$\frac{u_S}{u_{er}} = \frac{\frac{K \cdot U_{ief}^2}{U_S}}{j \cdot \omega \cdot C_S} \tag{12.17}$$

unde: K este o constantă.

Dacă amplificatorul de eroare, realizează o funcție de tip proporțional, câștigul buclei va avea aceeași expresie, dată de relația (12.17), ceea ce diferă, este mărimea constantei K.

Astfel, câștigul buclei pentru U_{ief} = 90 V va fi 1/9 (-19 dB) din câștigul buclei pentru U_{ief}=270 V.

Frecvența f_c este de asemenea direct proporțională cu câștigul, deoarece caracteristica acestuia, are un singur pol și ca urmare o variație de -20 dB/decadă.

De aceea f_c la 90 V este 1/9 din f_c la 270 V. Este greu de acoperit acest domeniu al tensiunilor de intrare fără un comutator de domeniu.

Câștigul amplificatorului de eroare este stabilit pentru a obține f_c = 20 Hz la tensiunea de 270 V (o valoare mai mare pentru f_c este dorită dar nu este posibilă din cauza distorsiunilor de intrare). Dacă sursa lucrează la 90 V, f_c cade la numai 2,2 Hz. Dinamica buclei de control este inacceptabilă. Valoarea de curent continuu U_S cade mult sub domeniul de reglare dorit, când tensiunea de intrare atinge 90 V, pentru că câștigul de joasă frecvență nu este adecvat.

Din nou, o aplicare corespunzătoare a tehnicii "feed-forward" poate face câștigul buclei independent de variația tensiunii rețelei. Aceasta face să putem lucra cu tensiuni în domeniul 90V - 270V cu dinamică bună și o stabilizare bună a tensiunii continue fără un comutator de domeniu.

Limitarea variației curentului de intrare

Bucla de control lentă nu se împacă cu variațiile rapide de rețea sau sarcină.

Dacă sarcina crește rapid, circuitul de control va încerca să refacă deficitul de energie în C_S, extrăgând un curent excesiv și prin urmare putere excesivă de la rețea pe durata mai multor semialternanțe, dacă nu este folosit nici un circuit de limitare. Dacă limitele de curent sunt depășite, pot apărea distrugeri în dispozitivele utilizate.

Valoarea de vârf a curentului, este limitată în mod natural de capabilitatea de tensiune la ieșirea multiplicatorului.

Prin proiectare, ar trebui să setăm limita acestui curent, astfel încât, puterea extrasă din rețea să fie 110%-120% față de cea extrasă în condiții de tensiune minimă. O valoare fixată a puterii limită de intrare, presupune ca valoarea efectivă a curentului să varieze invers proporțional cu U_i.

Acest lucru este greu de realizat fără "feed-forward". De exemplu pentru aceeași putere maximă, valoarea maximă efectivă a curentului I_{ief} ar trebui să fie 1/3 când tensiunea rețelei este 270 V, față de cazul când tensiunea rețelei este 90 V. Fixând valoarea de vârf a curentului și nu puterea vom constata că valoarea acestuia crește cu 30% la 270V față de 90V.

Aceasta deoarece U_{sin} la intrarea multiplicatorului cere de 3 ori mai mult curent, dar capabilitatea de tensiune a multiplicatorului este limitată, tensiunea

devenind dreptunghiulară. Astfel limita puterii este de 4 ori mai mare la 270 V față de 90 V.

Această situație este evident intolerabilă, chiar pentru un domeniu mai limitat al tensiunii de intrare.

În plus, trebuie circuite mai elaborate de limitare a curentului dacă nu se utilizează o tehnică "feed-forward".

Tehnica "feed-forward"

S-ar părea că utilizarea tehnicii "feed-forward" ar fi foarte utilă în eliminarea unor probleme, inerente preconvertoarelor cu corecția factorului de putere.

Mai întâi fără "feed-forward", circuitul din fig. 12.4 aplică o tensiune U_{sin} derivată din rețea la una din intrările multiplicatorului. Acesta generează un sinus redresat multiplicat cu u_{ER}.

U_{iref} este referința pentru curentul de intrare. Vom avea:

$$U_{iref} = K_m \cdot U_{sin} \cdot U_{ER} = K_m \cdot K_i \cdot U_i \cdot U_{ER} \quad (12.17)$$

unde: K_m este câștigul multiplicatorului, K_i este factorul de divizare al tensiunii de intrare.

Bucla de curent (parte a preregulatorului) fixează I_{ief} în funcție de U_{iref} și valoarea rezistenței de măsură a curentului R_S.

Din (12.17) luând $K_1=K_m \cdot K_i$:

$$I_{ief} = \frac{U_{iref}}{R_s} = K_1 \cdot U_i \cdot \frac{U_{ER}}{R_s} \quad (12.18)$$

În ipoteza unui randament ridicat avem:

$$P_O = P_I = \frac{K_1 \cdot U_{ief}^2 \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (12.19)$$

iar valoarea instantanee va fi:

$$p_I = \frac{K_1 \cdot U_{ief}^2 \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t) \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (12.20)$$

Ecuația (12.20) arată clar că, câștigul P_O/U_{ER} variază cu U_{ief}^2 determinând toate problemele menționate mai devreme.

De asemenea, ne arată calea pentru modul de aplicare a tehnicii "feed-forward" pentru a elimina dependența de U_{ief}^2 și anume prin divizarea ecuației (12.19) cu un termen proporțional cu U_{ief}^2, anulând astfel U_{ief}^2 în termenul de la numărător.

Această metodă de implementare, este arătată în schema bloc din fig.(12.8) unde sunt definiți și termenii utilizați.

Din (12.19) prin adăugarea divizorului avem:

$$P_O = \frac{K_i \cdot K_d \cdot U_{ief}^2 \cdot U_{ER}}{K_s \cdot K_f^2 \cdot U_{ief}^2 \cdot R_s} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (2.21)$$

unde: $K_d/(K_s K_f^2 U_{ief}^2)$ este câștigul etajului "feed-forward";

$K_2=K_d/(K_s K_f^2)$.

Tensiunea "feed-forward" trebuie să fie constantă pe o jumătate de perioadă. Aceasta, fixează câştigul divizorului pe o jumătate de perioadă să fie invers proporţional cu U_{ief}^2 făcând câştigul buclei şi banda buclei independentă de U_{ief}.

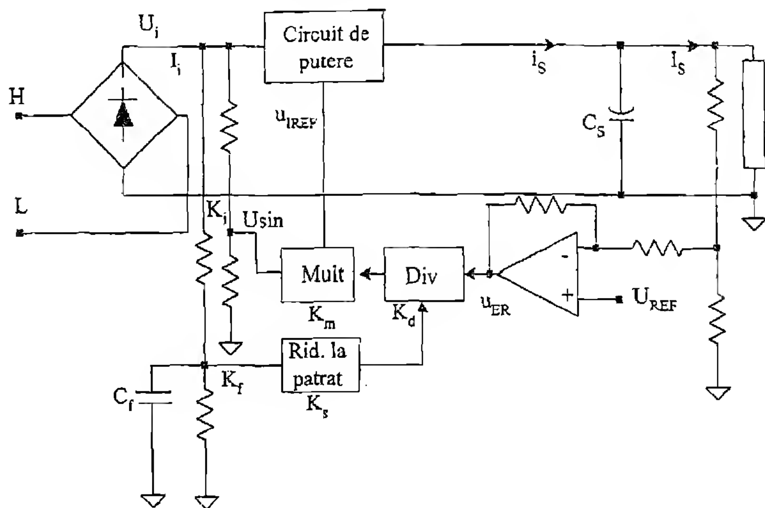


Fig. 12. 8 Preregulator cu "feedforward".

Dar, tensiunea $U_{sin} = K_i U_{ief}$ aplicată multiplicatorului serveşte ca referinţă pentru a obţine forma dorită a curentului pentru preconvertorul cu corecţia factorului de putere.

Trebuie observat că riplul aplicat prin feed-forward, va fi efectiv adunat la riplu cu frecvenţa de 100Hz din amplificatorul de eroare, crescând distorsiunile şi reducând factorul de putere.

Condensatorul C_f mediază tensiunea U_i şi reduce riplu la un nivel acceptabil. Dacă constanta $C_f R_{div}$ este prea mică, factorul de putere va fi prea scăzut. Dacă constanta de timp este prea mare, va fi o întârziere prea mare în bucla feed-forward rezultând o variaţie mare în tensiunea continuă de ieşire, când tensiunea de reţea se schimbă rapid.

12.3. Metode de control ale curentului

12.3.1 Controlul valorii de vârf a curentului [6],[12]

Schema de bază este arătată în fig. 12.9. După cum putem vedea, comutatorul este adus în conducţie la o frecvenţă constantă de semnalul de ceas (clk) şi blocat când suma dintre rampa pozitivă a curentului prin bobină şi rampa externă (de compensaţie) atinge referinţa sinusoidală de curent. Această referinţă se obţine prin multiplicarea unei fracţiuni din tensiunea de intrare, cu ieşirea amplificatorului de eroare.

După cum se vede în fig.12.9, convertorul funcționează în conducție neîntreruptă; aceasta înseamnă că vom putea utiliza dispozitive cu capabilități în curent mai reduse, iar cerințele pentru filtru de intrare sunt mai puțin stringente.

Mai mult, diodele de la intrare pot fi dispozitive lente (funcționează la frecvența rețelei).

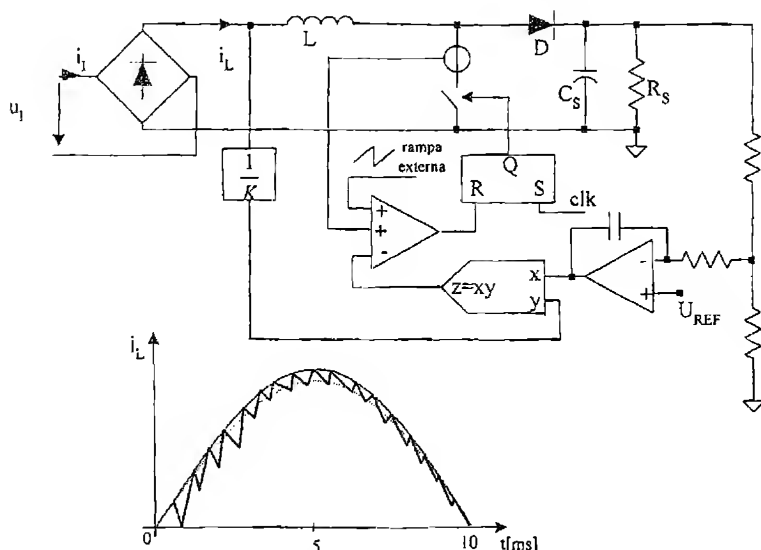


Fig 12. 9-Controlul valorii de vârf a curentului.

Pe de altă parte dioda D trebuie să fie un dispozitiv rapid.

Avantaje:

- frecvență constantă de comutație;

- numai curentul prin comutator trebuie măsurat și acest lucru poate fi realizat cu un transformator de curent, evitându-se pierderile datorită rezistorului de măsură;

- nu avem nevoie de un amplificator de eroare pentru curent.

Dezavantaje:

- prezența oscilațiilor subarmonice pentru factor de umplere >50%, astfel încât este necesară o rampă de compensație;

- distorsiunile curentului de intrare sunt mărite datorită rampei de compensare;

- controlul mai sensibil la zgomotul de comutație.

Dacă circuitul pentru controlul factorului de putere, nu este construit să funcționeze pentru toată gama tensiunilor de intrare, factorul de umplere poate fi păstrat sub 50%, evitându-se astfel rampa de compensație.

Circuitele comerciale ce realizează un astfel de control sunt ML 4812 (MicroLinear) și TK 84812 (Toko).

12.3.2 Controlul curentului mediu [2],[11]

O altă metodă de control care permite o formă mai bună pentru curentul de intrare este controlul valorii medii a curentului reprezentată în fig. 12.10.

Aici curentul prin bobină este eşantionat şi filtrat de amplificatorul de eroare al curentului a cărui ieşire comandă modulatorul PWM. În acest mod, bucla de curent tinde să minimizeze eroarea între valoarea medie a curentului şi valoarea sa de referință. Aceasta din urmă este obținută în acelaşi fel ca la metoda precedentă de control. Convertorul lucrează în regim neîntrerupt, astfel că aceleaşi considerații date cu privire la metoda controlului valorii de vârf pot fi aplicate şi în acest caz.

Avantaje:

- frecvența constantă de comutație;
- nu avem nevoie de o rampă de compensație.

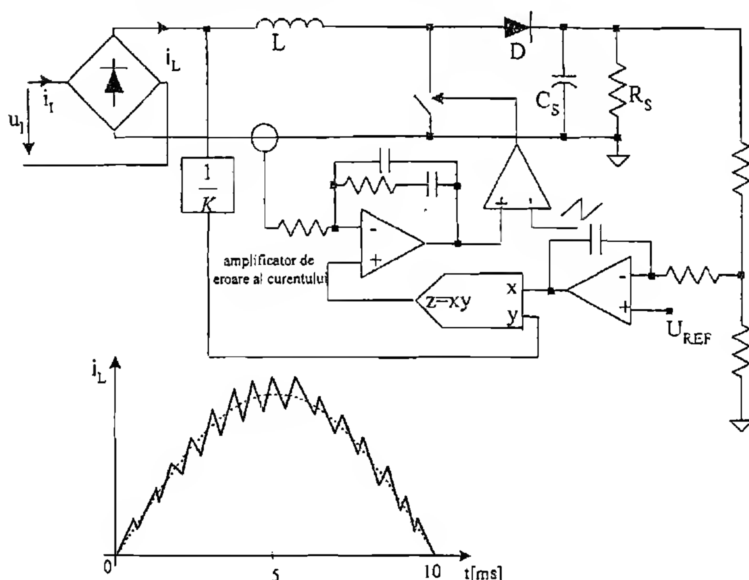


Fig. 12. 10 Controlul valorii medii a curentului.

- controlul este mai puțin sensibil la zgomotul de comutație (datorită filtrării curentului);
- forma curentului este mai bună decât la metoda precedentă de control, deoarece în apropierea trecerilor prin zero a tensiunii de rețea, factorul de umplere este aproape de unu, reducându-se astfel unghiul mort pentru curentul de intrare.

Dezavantaje:

- trebuie măsurat curentul din bobină;
- avem nevoie de un amplificator de eroare pentru curent şi proiectarea corespunzătoare a unei rețele de compensare.

Circuitele integrate disponibile ce utilizează această tehnică: UC 1854, UC 1855 (Unitrode), TK 3854 (Toko), ML 4821 (MicroLinear), TDA 4815, TDA 4819 (Siemens), TA 8310 (Toshiba), L 4981A/B (SGS-Thomson), LT 1248, LT 1249 (Linear Technology).

12.3.3 Controlul prin histerezis [4]

Fig. 12.11 arată acest tip de control în care sunt generaţi cei doi curenţi de referinţă

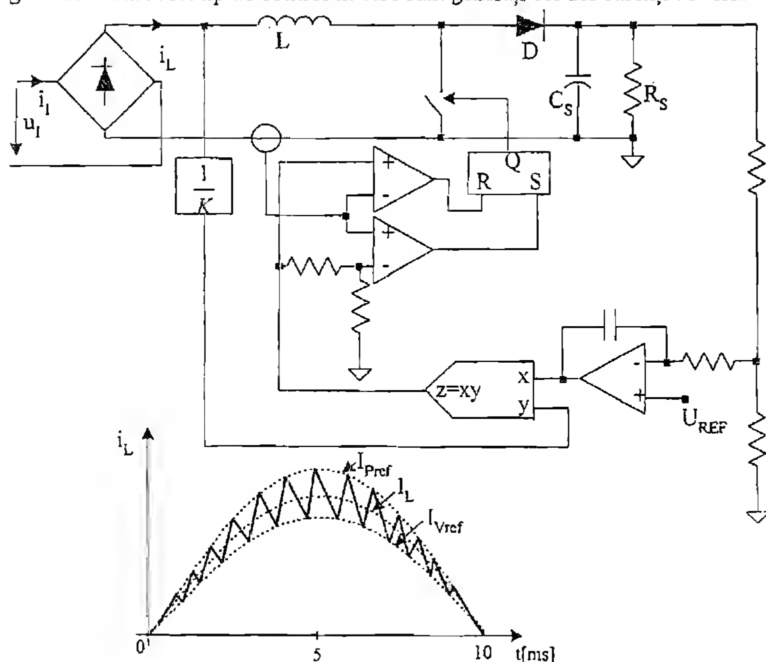


Fig. 12. 11 Controlul cu histerezis.

I_{Pref}, I_{vref}. Comutatorul este deschis când curentul prin bobină coboară sub I_{vref} şi blocat când curentul prin bobină urcă peste I_{Pref}. De asemenea convertorul lucrează în regim neîntrerupt.

Avantaje:

- nu avem nevoie de nici o rampă de compensaţie;
- distorsiuni scăzute ale curentului de intrare.

Dezavantaje:

- frecvenţă de comutaţie variabilă;
- trebuie măsurat curentul prin bobină;
- controlul este sensibil la zgomotul de comutaţie;

În scopul de a evita o frecvență de comutație prea mare, comutatorul trebuie păstrat închis în apropierea trecerii prin zero a curentului, ceea ce duce la apariția unor timpi morți în curentul de linie.

Un circuit integrat ce implementează această tehnică este CS 3810 (Chery Semiconductor).

12.3.4 Controlul cu histerezis cu comutarea curentului la valoarea 0 (ZCS) [10]

Această metodă de control menține durata de conducție a tranzistorului (t_{on}) constantă pe durata unei perioade de rețea, iar comutatorul este deschis când curentul cade la zero, astfel că convertorul lucrează la marginea dintre modul întrerupt și cel neîntrerupt.

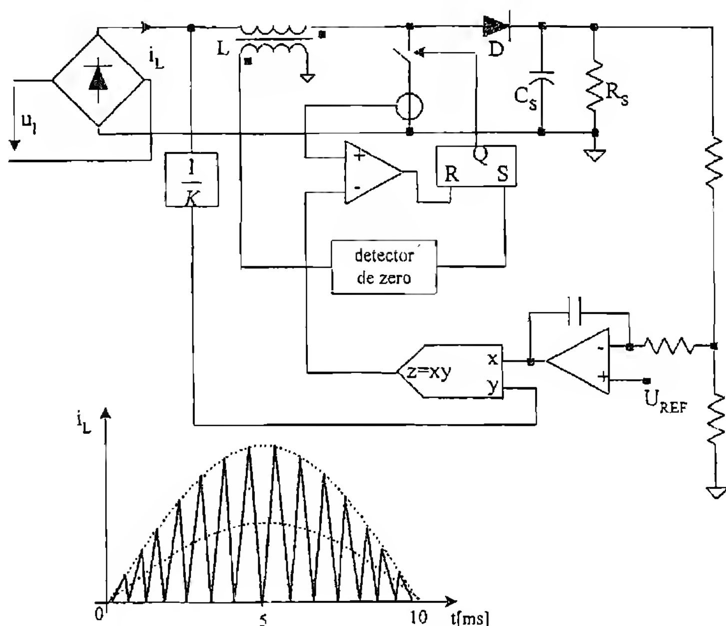


Fig. 12. 12Controlul cu ZCS.

În acest mod, dioda este comutată fără pierderi, iar comutatorul este deschis când curentul este zero, astfel că pierderile de comutație sunt reduse. Pe de altă parte, vârfurile mari de curent cresc pierderile de conducție și necesită un filtru de intrare mai puternic.

Schema de principiu este arătată în fig. 12.12. Curentul instantaneu de intrare este constituit dintr-o suită de triunghiuri a căror vârfuri sunt proporționale cu tensiunea rețelei.

De observat că aceeaşi strategie poate fi generată fără utilizarea unui multiplicator, modulând t_{on} funcție de semnalul de ieşire al amplificatorului de eroare.

Avantaje:

- nu necesită rampă de compensație;
- nu necesită amplificator de eroare pentru curent.

Dezavantaje:

- frecvență de comutație variabilă;
- tensiunea pe bobină trebuie urmărită pentru a detecta trecerea prin zero a curentului;
- sensibilitate la zgomotul de comutație.

Circuite integrate ce au implementată această strategie: TDA 4814, TDA 4816, 4817, 4818, SG 3561, UC 1852, MC34321 etc.

12.3.5 Controlul PWM în cazul modului de funcționare întrerupt [5]

În această metodă bucla internă de curent este eliminată complet, astfel că comutatorul lucrează cu t_{on}= şi T=ct. (fig. 12.13). Această metodă permite obținerea unui factor de putere unitar pentru topologii de tipul flyback, Cuk-Sepic. În cazul convertorului ridicător această metodă determină distorsiuni mari ale curentului.

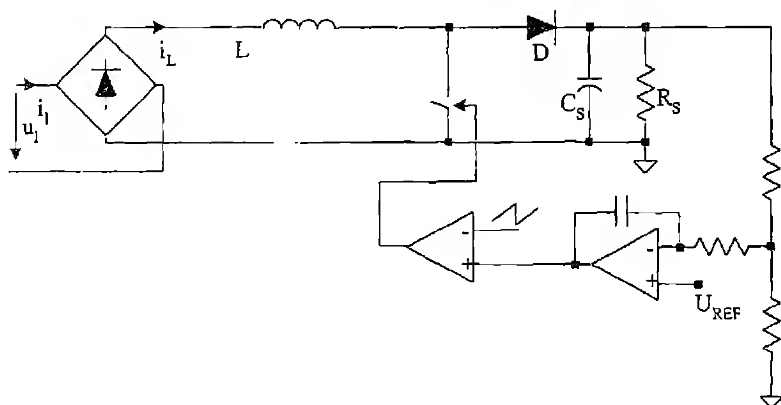


Fig. 12. 13 -Controlul PWM cu conducție întreruptă.

Avantaje:

- frecvență de comutație constantă;
- nu este nevoie de bucla de curent;
- metodă simplă de control (PWM).a

Dezavantaje:

- capabilitate mare de curent a dispozitivelor;
- distorsiuni mari ale curentului în cazul topologiei boost.

Un circuit specific este ML 4813 (MicroLinear).

Bibliografie

1. B.Andreycak –*Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correctio Applications*, Unitrode, Products &Applications Hand Book, 1993/1994.
2. L.Balogh, R. Redl-*Power Factor with interleaved Boost Converters Continous-Inductor Current Mode*, APEC Conf. Proc., 1993, p.:168-174.
3. ***British Standard- Disturbances in Supply Systems Caused by Househo Appliances and Similar Electrical Equipment, 1988.
4. C.A. Canesin, I. Barbi- *A Unity Power Factor Multiple Isolated Outp Swtitching Mode Power Supply Using a Single Switch*, APEC Conf. Proc., 19 p:430-436.
5. R. Erickson, M.Madigan, S.Singer-*Design of Simple High Power Fac Correction Based on the Flyback Converter*, APEC Conf. Proc., 1990, p:792-80
6. *** Linear Technology. New Products Catalog and Selection Gui Spring/Summer 1994.
7. R.D.Middlebrook, *Topics in Multiple-loop Regulators and Current-mo Programming*, Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1985, p.:716-73
8. R.D. Middlebrook, *Modeling Current-Programmed Book and Boost Regulato IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.4, No.1, 1989, p.: 36-52.
9. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Convert Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
10. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Acade Publishers, Boston, 1997.
11. ***Unitrode, *Power Suply Design Seminar*, Unitrode, 1990.
12. ***Unitrode, *Product&Applications Handbook*, Unitrode, 1995-1996.